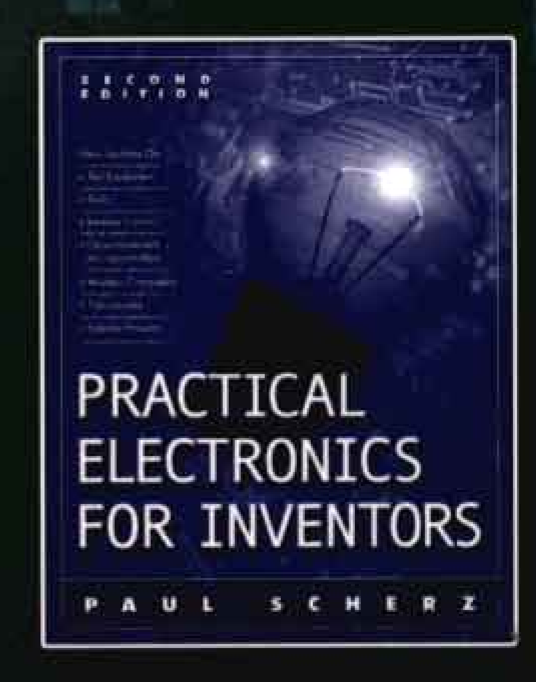
国外电子与通信教材系列



实用电子元器件与电路基础（第二版）

Practical Electronics for Inventors, Second Edition



［美］ Paul Scherz 著

夏建生　王仲奕
刘晓晖　郭福田　等译

電子工業出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

http://www.phei.com.cn

国外电子与通信教材系列

实用电子元器件与电路基础

（第二版）

Practical Electronics for Inventors
Second Edition

［美］ Paul Scherz 著

夏建生 王仲奕
刘晓晖 郭福田 等译

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京 · BEIJING

内容简介

本书是一本实用性非常强的电子元器件和实用电子电路的参考工具书。

本书从电路基本原理的介绍开始，对各种类型的电子元器件进行了详细具体的分类介绍。首先重点介绍了包括电阻，电感，电容，变压器等在内的基本电子元器件；然后分别介绍了各种半导体器件、光电器件、运算放大器、直流稳压和调压器件、电声器件等专用元器件；介绍了各种滤波电路的设计及实用电路、各种振荡电路及555时基电路；在数字电路中，从各种门电路、触发器开始，详细介绍了各种中规模集成数字器件，如寄存器、计数器、编码器、译码器、数据选择器、数据分配器、数字显示器，以及大规模集成电路的存储器、可编程逻辑器件、微处理器等；在电机及控制电路中，介绍了直流电机、伺服电机和步进电机等。详细提供了各种元器件的型号、参数、接线引脚、外形、实物图片等，并给出了典型的实用电路图；在本书的最后，结合图解的方法，详细地介绍了制作实用电子电路的过程、方法、步骤和注意事项，以及常用仪器仪表的操作使用，元器件的选择等。

本书可作为电子工程技术人员，电子爱好者的电子元器件和实用电子电路的参考工具书，也可以作为大专院校的教学参考书。

Paul Scherz: Practical Electronics for Inventors, Second Edition.
ISBN-13: 978-0-07-145281-6 ISBN-10: 0-07-145281-8

图书在版编目（CIP）数据

实用电子元器件与电路基础：第2版/（美）舍茨（Scherz, P.）著；夏建生等译.
北京：电子工业出版社，2009.4
（国外电子与通信教材系列）
书名原文：Practical Electronics for Inventors, Second Edition
ISBN 978-7-121-07977-1

Ⅰ.实…　Ⅱ.①舍…　②夏…　Ⅲ.①电子元件－教材　②电子电路－教材　Ⅳ.TN6　TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2008）第196211号

责任编辑：李秦华
印　　刷：北京市顺义兴华印刷厂
装　　订：三河市双峰印刷装订有限公司
出版发行：电子工业出版社
　　　　　北京市海淀区万寿路173信箱　邮编：100036
开　　本：787 × 1092　1/16　　印张：46.5　　字数：1507千字
印　　次：2009年4月第1次印刷
定　　价：79.00元

凡所购买电子工业出版社的图书有缺损问题，请向购买书店调换；若书店售缺，请与本社发行部联系。联系及邮购电话：（010）88254888。
质量投诉请发邮件至 zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。
服务热线：（010）88258888。

序

2001年7月间，电子工业出版社的领导同志邀请各高校十几位通信领域方面的老师，商量引进国外教材问题。与会同志对出版社提出的计划十分赞同，大家认为，这对我国通信事业、特别是对高等院校通信学科的教学工作会很有好处。

教材建设是高校教学建设的主要内容之一。编写、出版一本好的教材，意味着开设了一门好的课程，甚至可能预示着一个崭新学科的诞生。20世纪40年代MIT林肯实验室出版的一套28本雷达丛书，对近代电子学科、特别是对雷达技术的推动作用，就是一个很好的例子。

我国领导部门对教材建设一直非常重视。20世纪80年代，在原教委教材编审委员会的领导下，汇集了高等院校几百位富有教学经验的专家，编写、出版了一大批教材；很多院校还根据学校的特点和需要，陆续编写了大量的讲义和参考书。这些教材对高校的教学工作发挥了极好的作用。近年来，随着教学改革不断深入和科学技术的飞速进步，有的教材内容已比较陈旧、落后，难以适应教学的要求，特别是在电子学和通信技术发展神速、可以讲是日新月异的今天，如何适应这种情况，更是一个必须认真考虑的问题。解决这个问题，除了依靠高校的老师和专家撰写新的符合要求的教科书外，引进和出版一些国外优秀电子与通信教材，尤其是有选择地引进一批英文原版教材，是会有好处的。

一年多来，电子工业出版社为此做了很多工作。他们成立了一个“国外电子与通信教材系列”项目组，选派了富有经验的业务骨干负责有关工作，收集了230余种通信教材和参考书的详细资料，调来了100余种原版教材样书，依靠由20余位专家组成的出版委员会，从中精选了40多种，内容丰富，覆盖了电路理论与应用、信号与系统、数字信号处理、微电子、通信系统、电磁场与微波等方面，既可作为通信专业本科生和研究生的教学用书，也可作为有关专业人员的参考材料。此外，这批教材，有的翻译为中文，还有部分教材直接影印出版，以供教师用英语直接授课。希望这些教材的引进和出版对高校通信教学和教材改革能起一定作用。

在这里，我还要感谢参加工作的各位教授、专家、老师与参加翻译、编辑和出版的同志们。各位专家认真负责、严谨细致、不辞辛劳、不怕琐碎和精益求精的态度，充分体现了中国教育工作者和出版工作者的良好美德。

随着我国经济建设的发展和科学技术的不断进步，对高校教学工作会不断提出新的要求和希望。我想，无论如何，要做好引进国外教材的工作，一定要联系我国的实际。教材和学术专著不同，既要注意科学性、学术性，也要重视可读性，要深入浅出，便于读者自学；引进的教材要适应高校教学改革的需要，针对目前一些教材内容较为陈旧的问题，有目的地引进一些先进的和正在发展中的交叉学科的参考书；要与国内出版的教材相配套，安排好出版英文原版教材和翻译教材的比例。我们努力使这套教材能尽量满足上述要求，希望它们能放在学生们的课桌上，发挥一定的作用。

最后，预祝“国外电子与通信教材系列”项目取得成功，为我国电子与通信教学和通信产业的发展培土施肥。也恳切希望读者能对这些书籍的不足之处、特别是翻译中存在的问题，提出意见和建议，以便再版时更正。

吴佑寿

中国工程院院士、清华大学教授

“国外电子与通信教材系列”出版委员会主任

出 版 说 明

进入21世纪以来，我国信息产业在生产和科研方面都大大加快了发展速度，并已成为国民经济发展的支柱产业之一。但是，与世界上其他信息产业发达的国家相比，我国在技术开发、教育培训等方面都还存在着较大的差距。特别是在加入WTO后的今天，我国信息产业面临着国外竞争对手的严峻挑战。

作为我国信息产业的专业科技出版社，我们始终关注着全球电子信息技术的发展方向，始终把引进国外优秀电子与通信信息技术教材和专业书籍放在我们工作的重要位置上。在2000年至2001年间，我社先后从世界著名出版公司引进出版了40余种教材，形成了一套"国外计算机科学教材系列"，在全国高校以及科研部门中受到了欢迎和好评，得到了计算机领域的广大教师与科研工作者的充分肯定。

引进和出版一些国外优秀电子与通信教材，尤其是有选择地引进一批英文原版教材，将有助于我国信息产业培养具有国际竞争能力的技术人才，也将有助于我国国内在电子与通信教学工作中掌握和跟踪国际发展水平。根据国内信息产业的现状、教育部《关于"十五"期间普通高等教育教材建设与改革的意见》的指示精神以及高等院校老师们反映的各种意见，我们决定引进"国外电子与通信教材系列"，并随后开展了大量准备工作。此次引进的国外电子与通信教材均来自国际著名出版商，其中影印教材约占一半。教材内容涉及的学科方向包括电路理论与应用、信号与系统、数字信号处理、微电子、通信系统、电磁场与微波等，其中既有本科专业课程教材，也有研究生课程教材，以适应不同院系、不同专业、不同层次的师生对教材的需求，广大师生可自由选择和自由组合使用。我们还将与国外出版商一起，陆续推出一些教材的教学支持资料，为授课教师提供帮助。

此外，"国外电子与通信教材系列"的引进和出版工作得到了教育部高等教育司的大力支持和帮助，其中的部分引进教材已通过"教育部高等学校电子信息科学与工程类专业教学指导委员会"的审核，并得到教育部高等教育司的批准，纳入了"教育部高等教育司推荐——国外优秀信息科学与技术系列教学用书"。

为做好该系列教材的翻译工作，我们聘请了清华大学、北京大学、北京邮电大学、南京邮电大学、东南大学、西安交通大学、天津大学、西安电子科技大学、电子科技大学、中山大学、哈尔滨工业大学、西南交通大学等著名高校的教授和骨干教师参与教材的翻译和审校工作。许多教授在国内电子与通信专业领域享有较高的声望，具有丰富的教学经验，他们的渊博学识从根本上保证了教材的翻译质量和专业学术方面的严格与准确。我们在此对他们的辛勤工作与贡献表示衷心的感谢。此外，对于编辑的选择，我们达到了专业对口；对于从英文原书中发现的错误，我们通过与作者联络、从网上下载勘误表等方式，逐一进行了修订；同时，我们对审校、排版、印制质量进行了严格把关。

今后，我们将进一步加强同各高校教师的密切关系，努力引进更多的国外优秀教材和教学参考书，为我国电子与通信教材达到世界先进水平而努力。由于我们对国内外电子与通信教育的发展仍存在一些认识上的不足，在选题、翻译、出版等方面的工作中还有许多需要改进的地方，恳请广大师生和读者提出批评及建议。

电子工业出版社

教材出版委员会

译 者 序

本书的作者 Paul Scherz 是一个物理学家和机械工程师。他在物理学中的研究领域是基本粒子的相互作用,但 Paul 也是一个发明家和业余电子爱好者,这种兴趣是他在大学的核工程与工程物理系和等离子物理系的工作经历中培养起来的。

这是一本实用性非常强的电子元器件和实用电子电路的参考工具书,本书的第一版成为流行世界各地的畅销书。

这是本书的第二版,它对第一版做了较大的增订,特别是第 2 章的电路基本理论几乎重写,并增加了第 14 章电子实验。本书虽然是一本实用性很强的工具书,但它对各种元器件的分析和对各种电路的原理分析介绍,其深度和广度使得它又可以作为一本教学参考书使用。

本书从电路基本原理的介绍开始,对各种类型的电子元器件进行了详细具体的分类介绍。首先重点介绍了包括电阻,电感,电容,变压器等在内的基本电子元器件;然后分别介绍了各种半导体器件、光电器件、运算放大器、直流稳压和调压器件、电声器件等专用元器件;介绍了各种滤波电路的设计及实用电路、各种振荡电路及 555 时基电路;在数字电路中,从各种门电路、触发器开始,详细介绍了各种中规模集成数字器件,如寄存器、计数器、编码器、译码器、数据选择器、数据分配器、数字显示器,以及大规模集成电路的存储器、可编程逻辑器件、微处理器等;在电机及控制电路中,介绍了直流电机、伺服电机和步进电机等。详细提供了各种元器件的型号、参数、接线引脚、外形、实物图片等,并给出了典型的实用电路图,清晰的手绘电路图达 750 多幅;在本书的最后,结合图解的方法,详细地介绍了制作实用电子电路的过程、方法、步骤和注意事项,以及常用仪器仪表的操作使用,元器件的选择,安全操作等,细节几乎面面俱到,这也是本书的一大特点。

本书内容丰富,资料翔实新颖,涉及领域范围极广,叙述清晰细致,语言生动风趣,图文并茂,给出了大量的元器件参数图表和特性曲线,以及各种实用电路的组成和工作过程的详尽分析,并给出了很多计算和分析例题来帮助读者理解内容;本书提供了一个篇幅很大的附录,对电力系统及家用供电系统做了简明但全面的介绍,收录了误差分析、常用公式、各种集成电路分类型号以及大量的实际应用电路。因此,本书是一本非常有实用价值的工具书。可作为电子工程技术人员,电子爱好者的电子元器件和实用电子电路的参考工具书,也可以作为大专院校的教学参考书。

本书的第 2 章由王仲奕翻译;第 3 章的 3.3 节、3.4 节、3.5 节及第 4 章由刘晓晖翻译;第 5 章、第 6 章、第 7 章、第 8 章、第 9 章、第 10 章、第 11 章,第 13 章、第 14 章及第 3 章的 3.1 节、3.2 节、3.7 节由郭福田翻译;序言、第 1 章、第 12 章、第 3 章的 3.6 节、3.8 节、3.9 节、附录及索引等其他内容由夏建生翻译。

由于译者水平有限,错误和疏漏在所难免,恳请读者批评指正。

序　　言

电子领域的设计家们不仅要拥有理论知识、洞察力和创造力，还要具备专业技术，能将自己的想法转变成实际生活中的应用电子产品。本书旨在从理论和实际两个方面，帮助读者直观地理解电子学，激发读者的创造力。

本书以指导读者进行发明设计为目的，适合电子学基础知识薄弱或者根本没有相关知识的初学者。因此，它既是一本适合教师、学生和电子设计初级爱好者使用的入门教材，也是一本可供专业技术人员和更高级别爱好者使用的、有价值的参考书。

关于第二版

本书是 *Practical Electronics for Inventors* 的第二版，通篇整体方面和细节方面的改动兼有。第 2 章——理论章节的改动可能是最大的。这一章被完全重写，试图从更深的层次上来解释电子学的概念。在学习过程中添加了很多例题，也适当增加了 SPICE 和电路仿真器的内容。另一处明显的改变是在第 14 章添加了电子学实验部分，内容涉及到检测设备选择、学习实践、关键工具和硬件采购，以及其他与建立个人实验室相关的信息。

真诚地感谢诸位指正第一版中出现错误的人士，对于反馈回来的错误和我偶然发现的错误，在本书中均已得到纠正。



实用电子元器件与电路基础（第二版）

Practical Electronics for Inventors, Second Edition

这本书将带你感受电子学的乐趣

五星级的在线评论 ★★★★★

"电子领域最好的概述……"

"提供了值得去学习和尝试的具有实践性、理论性和富有想象力的内容，是我们走向更高更远的基石"

——关于第一版的评论

直观地说，这本电子应用手册不会由于叙述技术细节而加重你的负担。换句话说，它向你介绍了从基本的到复杂的各种电子电路及它们的构成，并展示了它们是如何工作的。实用电子手册提供了750多幅清晰的手绘电路图，详尽地说明可以帮助你将理论的想法转变为现实。

浅显易懂且内容全面

本书内容覆盖了整个电子领域，从基本的模拟和数字电路、交流和直流电路、集成电路、半导体、步进电机和伺服系统，到液晶显示器和各种输入/输出设备，甚至于在本书的最后用了一个章节来叙述微控制器。如果希望成功地将你的想法转变为可工作的实用电子装置，或者想有所发明创造的话，就请读读这本书吧。

热心读者的帮助而使得这本书锦上添花

这次修订，充分参考了本书的忠实读者提供的改进建议，这些读者包括业余电子爱好者、学生和发明者，正是他们才使得本书的第一版成为畅销书。

读者提出的改进建议包括：

- 增扩和改进理论章节
- 新增加测试设备、光电子学和微控制器电路等
- 各个部分增加习题解答

本书将指导你通过阅读图表、熟悉电路构成和特性曲线，然后购买电子元器件，最后进行安全的工作实践的整个过程。你可以在本书中找到注定会使你获得创新和发明所有需要的内容。

新的设计　范例和问题　更多的内容

本书从对电子学的历史、物理学和数学的回顾开始，提供了涉及所有电子方面、简单易懂的内容：

- 基本无源器件
- 电阻、电容、电感和变压器
- 独立的无源电路
- 限流网络、分压器、滤波电路和衰减器
- 独立的有源设备
- 二极管、三极管和晶闸管
- 微控制器
- 整流器、放大器、调制解调器，混频器和电压调节器

McGraw Hill



责任编辑：李秦华
责任美编：喻　晓







目　录

第1章　电子学简介

学习电子学时,初学者往往不能明确哪些内容是必须掌握的。那么究竟该了解哪些知识,并且应该按何种先后顺序去学习这些知识呢?图1.1可以作为学习电子学的一个不错的起步点,该流程图展示了电子学的所有重点内容,以及这些内容的常规学习顺序。图中扼要地介绍了进行实用电子装置设计的基本要素,这些要素也正是本书所要阐述的内容,下面将对这些要素进行详细介绍。

首先是理论知识,包括电压,电流,电阻,电容,电感的知识,以及各种用来确定电路中电压、电流的大小和方向的定律和定理。掌握了这些基础理论后,将开始学习无源元件,如电阻器、电容器、电感器和变压器等。

接下来是分立无源电路,包括限流网络、分压器、滤波电路、衰减器,等等。这些简单的电路本身并没有什么价值,但在较复杂的电路中,它们却是至关重要的组成部分。

学习了无源元件和无源电路后,将开始学习由半导体材料制成的分立有源装置。这些装置主要由二极管(单向导通门),晶体管(电气控制开关/放大器)和晶闸管整流器(仅用做电气控制开关)组成。

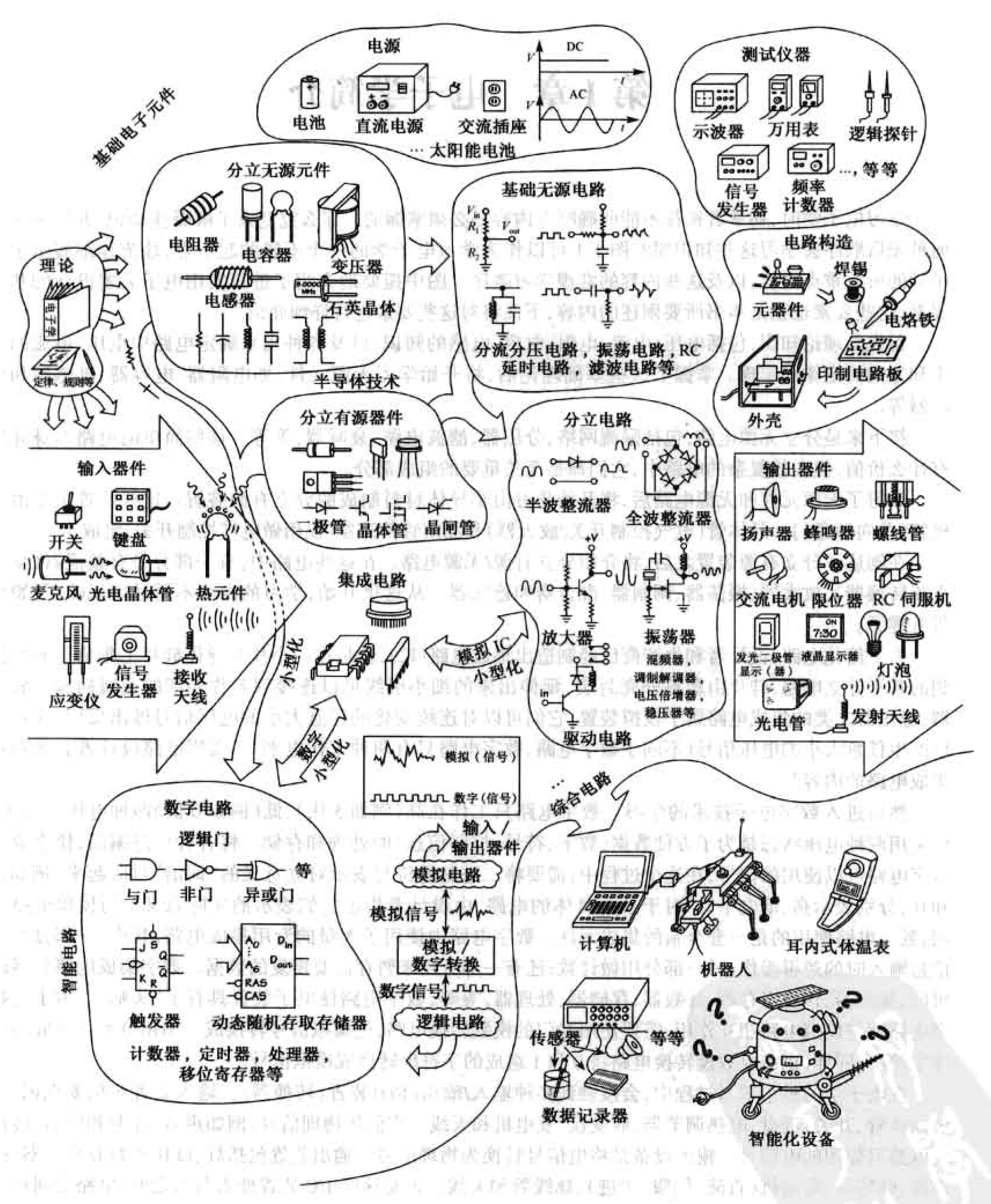
在阐述了分立有源装置之后,将介绍分立有源/无源电路。在这些电路中,有一部分带有整流器(交-直流转换器)、放大器、振荡器、调制器、混合器和稳压器。从这里开始,学习的内容不再枯燥无味,开始变得有趣了。

为了简化电路,设计者和生产商已经制造出集成电路(IC),就是在一小片半导体硅片上集成了前面提到的若干分立电路,硅片由塑料外壳封装,延伸出来的细小引线可以连接到芯片外部的金属插脚。放大器、稳压器之类的集成电路属于模拟装置,它们可以对连续变化的任意大小的电压信号做出反应,并且可以产生任意大小的电压信号(不同于数字电路,数字电路只有两种工作电平)。实用电路设计者必须熟悉集成电路的内容。

然后进入数字电子技术的学习。数字电路只工作在高(例如5伏)、低(例如0伏)两种电压状态下。仅采用两种电压状态是为了方便数据(数字、符号、控制信息)的处理和存储。将各种信息编码,使之成为数字电路可以使用的信号,在这个过程中,需要将二进制的位与表示对立意义的"词语"对应起来(例如:1和0,分别表示高、低电平)。对于某个具体的电路,由设计者指定它们表示的实际意义。与模拟电路不同,数字电路使用的是一套全新的集成元件。数字电路中使用了大量的专用集成电路,其中,一部分用于信息输入时的逻辑操作;另一部分用做计数;还有一部分用来暂存需要恢复的数据。数字集成电路包括逻辑门、触发器、移位寄存器、计数器、存储器、处理器,等等,数字电路使电子装置具有了"头脑"。为了使数字电路能与模拟电路相互作用,需要使用专门的模数转换电路,把模拟信号转换成一串由0和1组成的特殊字符串;同样,也需要数模转换电路将0和1组成的字符串转换成模拟信号。

在电子学的整个学习过程中,会接触到多种输入/输出(I/O)装置(转换器)。输入装置包括麦克风、光电晶体管、开关、键盘、电热调节器、应变仪、发电机和天线。它们将物理信号,例如声音、光照和压力,转换成电路可使用的电信号。输出设备是将电信号转换为物理信号。输出装置包括灯、LED和LCD显示器、扬声器、蜂鸣器、电动机(直流、伺服,步进)、螺线管和天线。正是这些I/O装置使人与人之间、电路之间可以相互通信。

最后是搭建/测试阶段。包括阅读原理图,使用实验板搭建电路原型,测试电路原型(使用万用表、示波器和逻辑探头),校正电路(非必需),使用各种工具和专用电路板搭建最终电路。



电源
电池
直流电源
交流插座
…太阳能电池
DC
AC
测试仪器
示波器
万用表
逻辑探针
信号发生器
频率计数器
…，等等
基础电子元件
分立无源元件
电阻器
电容器
变压器
电感器
石英晶体
基础无源电路
分流分压电路，振荡电路，RC延时电路，滤波电路等
电路构造
焊锡
元器件
电烙铁
印制电路板
外壳
理论
定律、规则等
半导体技术
分立有源器件
二极管
晶体管
晶闸管
分立电路
半波整流器
全波整流器
放大器
振荡器
混频器，调制解调器，电压倍增器，稳压器等
驱动电路
输入器件
开关
键盘
麦克风
光电晶体管
热元件
应变仪
信号发生器
接收天线
集成电路
小型化
模拟IC小型化
数字小型化
输出器件
扬声器
蜂鸣器
螺线管
交流电机
限位器
RC伺服机
发光二极管显示(器)
液晶显示器
灯泡
光电管
发射天线
模拟(信号)
数字(信号)
…综合电路
数字电路
逻辑门
与门
非门
异或门
等
触发器
动态随机存取存储器
计数器，定时器，处理器，移位寄存器等
智能电路
输入/输出器件
模拟电路
模拟信号
模拟/数字转换
数字信号
逻辑电路
计算机
机器人
耳内式体温表
传感器
等等
数据记录器
智能化设备

图 1.1 基础电子元件

第2章 基本理论

2.1 电子学概论

本章首先介绍电子学中的一些基本概念,如电流,电压,电阻,电源,电容和电感。在这些基本概念的基础上,说明描绘电阻、电容、电感这些基本元件上的电流和电压特性的数学模型。并通过基本定理和定律的应用,如欧姆定律,基尔霍夫定律,戴维南定理,给出包含电阻,电容,电感和一种激励源的复杂电路网络的分析方法,同时介绍用于电网络中的各种激励源,如直流电源(DC),交流电源(AC)(包括正弦周期信号或非正弦周期信号),以及非正弦非周期信号源。然后将讨论瞬态电路,在这种电路中,状态会发生突变(例如电路中开关的跳闸),最后对含有非线性元件(二极管,晶体管,积分电路等)的电路进行分析和讨论。

对开始学习电子学的读者,本书建议你使用电路仿真模拟器,从电子工作平台(www.electronicsworkbench.com)搜索 MultiSim 程序,在 DesignSoft(www.tina.com) 搜索 TINAPro 程序,可以随时进行测试,在学习某一章的内容时,应用电路仿真模拟器有助于理解这一章的知识,并对电路性质有一个直观的认识。但是,要注意的是当没有完全理解模拟仿真器模拟一个实际电路所需要的参数时,模拟仿真器会给出错误的结果。更重要的是能亲自动手做出面包板,用导线,电阻,电源等电路元件构成电路,这将会得到大量的实际知识,对于一个发明者是非常必要的。

需要明确的是,本章只是从理论上解释了所有涉及到的电路元件。例如,拿电容来说,我们将了解电容的工作原理和在某一特定条件下描述一个电容器的特征方程式,以及预测一些基本现象的各种相关技巧。但是,更为重要的应该是得到电容器的实际知识,例如电容器的实际应用(滤波器,缓冲器,振荡器的设计等),现有实际电容器的类型,实际电容器有哪些不同的非理想特性,在一些特殊的应用场合哪种电容器最佳,以及如何识别电容器上的标签,在 3.6 节中可以找到这方面的相关知识。以上讲的问题也适用于本书理论部分所涉及到的其他电路元件。

关于变压器和非线性电路元件,例如二极管,晶体管,模拟和数字集成电路(IC),其理论和实际的问题没有在本章讨论。变压器部分将在 3.8 节中讨论,其他非线性电路元件将在本书的其他章节中分别讨论。

在这里提醒读者:如果在本章的某一节中出现看起来复杂的数学式子,不要担心,先跳过它,因为本章大部分复杂的数学式子是用来证明一些电路理论和定理的,或是为了说明如何把复杂事物理想化以避免用数学方法处理的。在大部分电路设计中实际用到的数学知识是非常少的。事实上,只需要知道基本的代数知识就足够了。因此,在本章某些特定部分中出现感觉难以理解的数学公式时,抛开这部分内容,不必过于在意其中的这些数学表达式,抓住有用的,不难理解的公式、定理等。不使用这些数学式子也能够设计出相当好的电路。

2.2 电流

电流是单位时间内通过某一横截面 A 的总电荷。这个横截面可以是空气,等离子体或是液体中的任意一截面。但在电子学中,这个截面大多数情况下是固体中的一个薄片,比如说导体(如图 2.1 所示)。

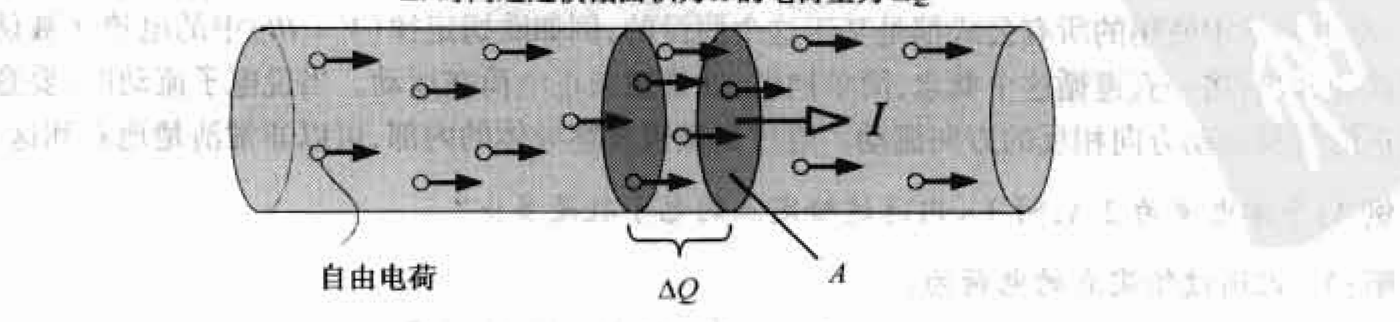


图 2.1 电流定义模型

如果在 Δt 时间内,通过某一截面的电荷量为 ΔQ,则定义平均电流 I_{ave} 为:

$$I_{ave}=\frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

如果电流随时间变化,定义 $\Delta t\to 0$ 时的电流值为瞬时电流,即瞬时电流是电荷通过某一截面时的变化率:

$$I=\lim_{\Delta t\to 0}\frac{\Delta Q}{\Delta t}=\frac{dQ}{dt} \tag{2.1}$$

电流的单位是库仑每秒,也称为安培(A)

$$1\ A=1\ C/s$$

因为安培是一个比较大的单位,因此,电流也常用毫安($1\ mA=10^{-3}\ A$)、微安($1\ \mu A=10^{-6}\ A$)和纳安($1\ nA=10^{-9}\ A$)表示。

在导体内,比如铜,电流是导体内自由电子的定向移动而形成的。每个铜原子有一个自由电子,单个自由电子的电荷量为:

$$Q_{electron}=(-e)=-1.602\times10^{-19}\ C \tag{2.2a}$$

这个电荷量与单个铜离子的电荷量相等,但是符号相反(原子失去一个电子形成正电荷,这些电子在导体内自由移动形成自由电子群。失去电子的原子其质子数多于电子数)。一个质子的电荷量为:

$$Q_{proton}=(+e)=+1.602\times10^{-19}\ C \tag{2.2b}$$

由于导体内的质子和电子的数量相等,因此整个导体是中性的。从式(2.2)可以看出,如果流过铜导线的电流为 1 A,则在 1 s 内穿过导线横截面的电子数量为:

$$1\ A=\left(\frac{1\ C}{1\ s}\right)\left(\frac{\text{电子}}{-1.602\times10^{-19}\ C}\right)=-6.24\times10^{18}\ \text{电子}/s$$

上式结果提出一个问题,即为什么每秒流过的电子量是负数?对这个问题只有两种可能的解释,要么把电子流动的反方向定义为电流,要么让正电荷取代电子在导线中运动,以上都可以解决符号问题。但后一种解释是不正确的,实验证明,电子是自由运动的,而正电荷不能自由移动,它们被固定在导体的晶格中(但要注意的是,有些介质中的正电荷可能会运动,如液体、气体和等离子体中的正电荷是运动的),因此前一种说法,即把电子流动的反方向规定为电流的方向是正确的。

很早以前,当本杰明·富兰克林(通常被称为电子学之父)开始早期的电子学研究时,规定了正电荷的符号,在那个时期,电荷的运动和做功还是一件神秘的事情,后来,名叫约瑟夫·汤姆逊的物理学家在实验中获得运动的电荷,为了测量和记录实验数据以及做一些计算,汤姆逊必须遵守唯一的定律——富兰克林的正电流定律。但是,汤姆逊发现运动电荷(被他称为电子)的运动方向与公式中约定的电流 I 的方向相反,或者说电子逆着约定的方向运动,参见图 2.2。

汤姆逊改变了正电荷在导体中自由运动的说法,与富兰克林的观念相反,但由于负电子的运动方向可以等效为正电荷沿着相反方向的运动,因此原有的公式仍然适用,在应用这些公式时,仍然采用富兰克林的电流理论,尽管已经意识到在导体内运动的实际是自由电子。

上述问题对于那些对物理细节不感兴趣的人来说没有什么关系,可以假设在导线中或电子设备中自由运动的是正电荷,把负电荷的运动方向等效为正电荷沿着相反方向的运动对所有的研究工作没有影响。事实上,在电子学中使用的所有公式都是基于这个假设的,例如欧姆定律($V=IR$)中的电流 I 被认为是由正电荷形成的,以后将一直遵循这个概念,简单地说,就是想象正电荷在运动。当说电子流动时,要意识到定义的电流正沿与其运动方向相反的方向流动。通过显微镜观察导体的内部,可以非常清楚地看到这一事实。

例 1:导体电流为 2 A,问 3 s 内通过给定点的电子数是多少?

解:3 s 内通过给定点的电荷为:

$$\Delta Q=I\times\Delta t=(2\ A)\times(3\ s)=6\ C$$

一个电子的带电量为 1.6×10^{-19} C，所以 6 C 电荷的电子数量是：

$$电子数量=6\ \mathrm{C}/1.602\times10^{-19}\ \mathrm{C}=3.74\times10^{19}$$

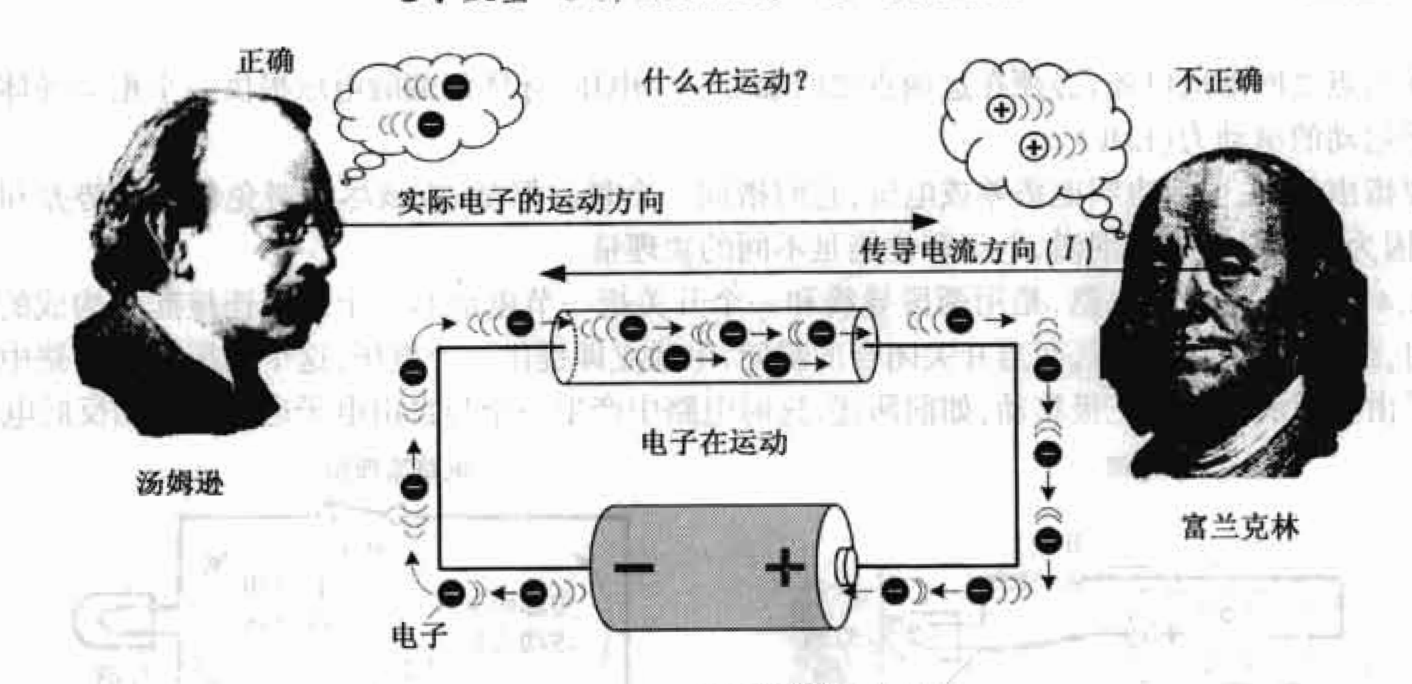


图 2.2　电流与电子的运动方向

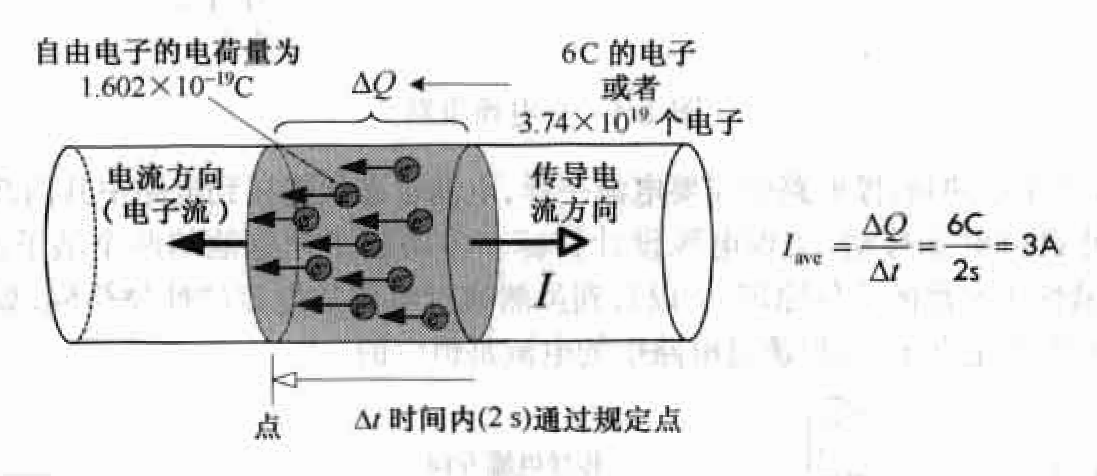


图 2.3　例 1 所示电路

例 2: 电路中电荷随时间变化的函数关系式为：$Q(t)=(0.001\mathrm{C})\sin[(1000/\mathrm{s})t]$。求瞬时电流。

$$I=\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[(0.001\ \mathrm{C})\sin(1000/\mathrm{s}\cdot t)]=(0.001\ \mathrm{C})(1000/\mathrm{s})\cos(1000/\mathrm{s}\cdot t)$$

$$=(1\ \mathrm{A})\cos(1000/\mathrm{s}\cdot t)$$

解: 如果在上式中给定具体时间，就可以算出那一时刻的电流值。例如，设 $t=1$ s 时，电流值为 0.174 A，$t=3$ s 时，电流值为 −0.5 A。负号表示电流沿相反方向流动，这符合正弦函数的特性。

注意: 例 2 中利用了微积分的知识，如果不熟悉微积分，可以在附录 C 中先看一些关于微积分的基础知识。幸运的是在学习电子学的过程中，几乎不涉及电荷量，通常只考虑电流，而电流可以用电流表直接测量得到，或者通过不需要微积分的公式进行计算得到。

2.2.1　对电流的看法

当使用电子仪器时，需要考虑电流强度的大小，最好的方法是给出一个额定值。例如：一个 100 W 的白炽灯泡的工作电流大约是 1 A；微波炉的工作电流是 8～13 A；笔记本电脑是 2～3 A；电扇是 1 A；电视机是 1～4 A；烤面包炉是 7～10 A；荧光灯是 1～2 A；收音机是 1～4 A；发光二极管是 20 mA；电视机中的电子束大约是 1 mA，一个低功率集成芯片的电流小于 1 μA，甚至只有几皮安(pA)；汽车发动机大约有 200 A；避雷器大约是 1000 A；心脏起搏器或呼吸机的有效电流为 100 mA～1 A。

2.3 电压

要在两点之间形成电流,必须在这两点之间加上一个电压,导体两端的电压提供一个推动导体中所有自由电子运动的电动力(EMF)。

需要指出的是,电压也叫电势差或电位,它们指同一个量。但是,应该尽量避免使用电势差和电位这两个词,因为很容易和位能混淆,电压和位能是不同的物理量。

图2.4是一个手电筒电路,是用两段导线和一个开关把一节电池和一个灯泡连接起来构成的。当开关断开时,灯泡两端没有电压,而当开关闭合的瞬间,电池立即提供一个电压,这个电压驱动电路中所有的自由电子由电源的负极向正极移动,如前所述,这时电路中产生一个与自由电子运动方向相反的电流。

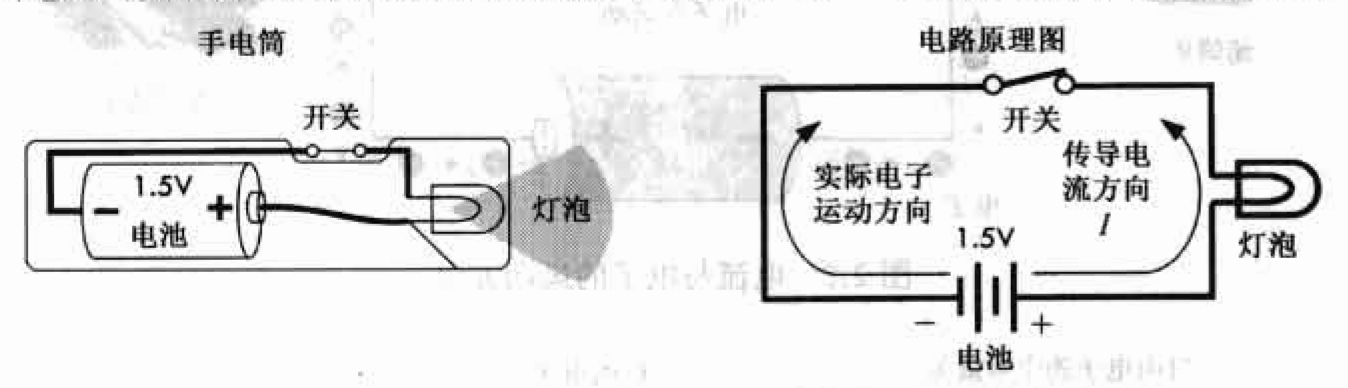


图2.4 手电筒电路

在这里特别需要注意的是,像电路中需要电池一样,电池也必须连接到电路中其内部才能发生化学反应,这个化学反应使自由电子移动,实现电源设计目标。电路起了把电池的两个端子连成回路的作用。图2.5显示了一个碱性干电池的工作原理,可以看到虽然通过电路的电流的性质不同,如在电池的一些面上是离子流,另一些面上是电子流,但流过电路中的电流是恒定的。

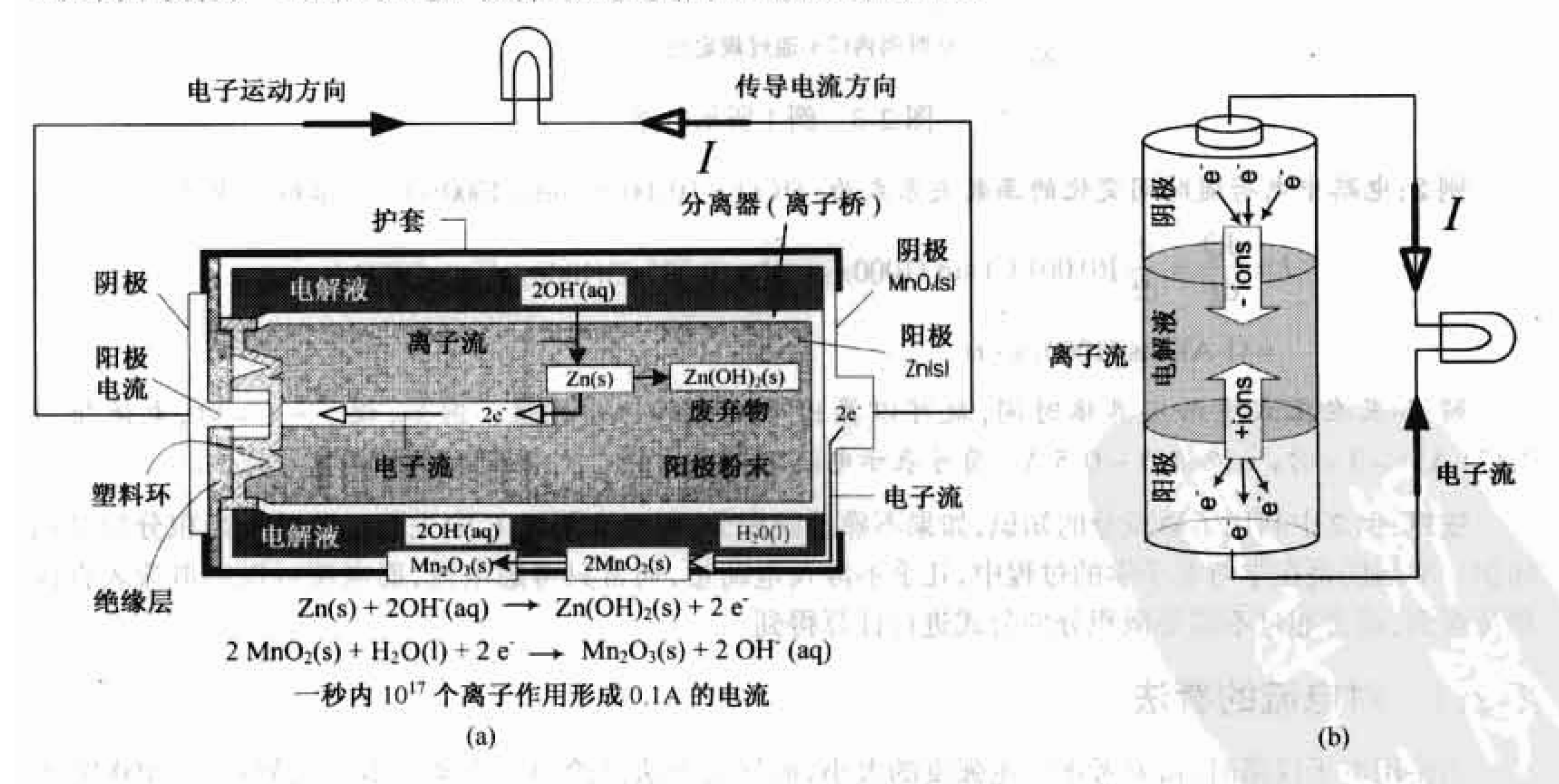


图2.5 碱性干电池的工作原理

灯丝中的自由电子受到外加电压的电动力而得到能量,它们把得到的能量转移给灯丝中的原子,原子在其晶格内振动而产生热和发出光(当晶格中原子的价电子受到其他自由电子的激发回到较低的能量状态时就会释放光子)。

如果一个设备在其两端保持一个恒定的电压值,就称其为直流电压源(或DC)。电池是直流电压源的实例,其电路符号为⊣|⊢。

2.3.1 电压的产生过程

为了了解电池是怎样产生一个遍布整个电路的电动势的,可以设想电池内发生的化学反应产生了自由电子,这些自由电子迅速地在电池的负极端(阳极)累积形成了一个电子集中区,在这个区域中存在电子之间的相互排斥力,这个力被称为"电压"。当电池两端接上负载(即手电筒的灯泡,导体,开关),电子从电池的负极端扩散进入电路中,使连接在电池负极端的导体端部的电子量增多,从而使导体内部电压增大。在一个区域中,自由电子量只要有一点差异,就会在自由电子间产生一个很大的斥力,靠近那些注入电子的自由电子受到排斥力迅速向相反方向移动,挤压相邻的电子,如此下去产生连锁反应,或称为瞬态脉冲,它以接近光的速度在电路中传播。这个过程如图 2.6 所示。

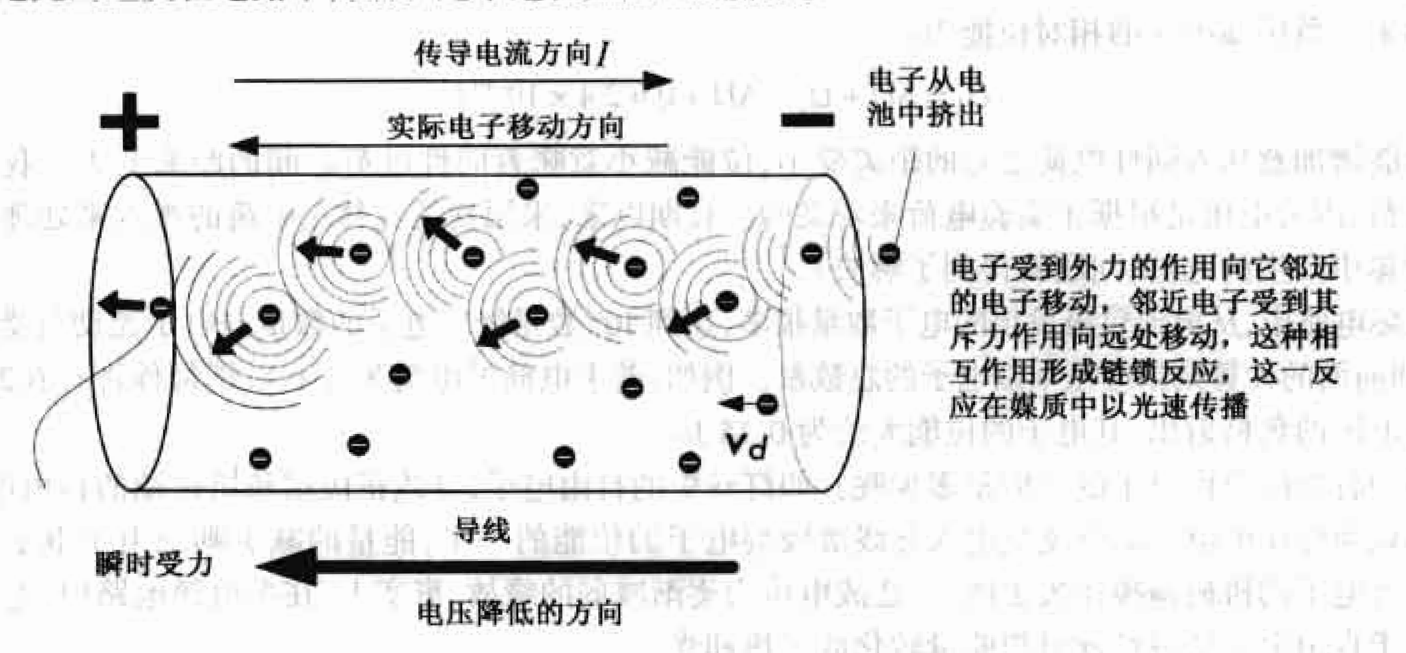


图 2.6 电压的产生过程

事实上,电子实际物理运动的平均速度是非常慢的,电子的漂移速度(一群电子向正极移动的平均速度)通常每秒不到一毫米,如在 12 号导线中通 0.1 A 的电流,其漂移速度为 0.002 mm/s。把电子的漂移与电流的流动联系起来,或者更确切地说,电流 I 沿着电子运动的反方向运动(正如前面所述,实际电子的运动非常复杂,而且还涉及热效应——我们将在下面部分研究它)。

进入电路中的电子受到的斥力是不相等的,这是因为物质可以以某种方式吸收一些来自负极端的斥力能流(通过电子之间的碰撞及自由电子间的结合等来吸收能量)。正如你所知道的,电路中包含大量的部件,其中一些部件处于网络路径的末端。可以想象斥力能流经过这些网络路径后变得微弱了,把弱斥力区和低电压联系起来,即在这些区域,电子的位能很低,几乎不做功。

由于新的自由电子注入系统而产生电压,电压就是指在电压力区里,单位电荷在两点之间的位能之差(参见图 2.7)。电压和位能差的关系如下式所示:

$$V_{10}=\frac{U_{10}}{q} \text{ 或 } V_1-V_0=\frac{U_1-U_0}{q} \text{ 或 } \Delta V=\frac{\Delta U}{q}$$

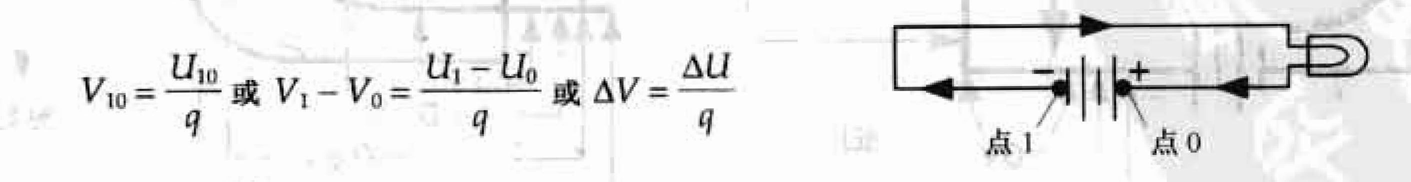


图 2.7 电压的定义

电压的定义表明电压是两点之间(例如点 1 和点 0 之间)的测量值,这就是 V_{10} 的含义(点 1 和点 0,而不是点 10),也可以用 ΔV 表示。为了测量和给出每一点的确定电压值,需要有一个参考值。在电子学中,通常取电压最低的点作为参考点,并定义参考点上的电位为零。在直流电路中,人们选择电池的负极端为电位的参考点,并通过在电路中插入接地符号⏚标明参考点的位置。实际上很少用 V_{10} 和 ΔV 表示电压,而是简写成 V 或 V_R。V 表示任意两点之间的电压,V_R 表示电阻 R 两端的电压。这样,电压和位能的关系可以更清晰地表示为:

$$V = \frac{U}{q}$$

要明确电压和位能这两个变量代表两点之间的差值,今后将会发现所有重要的电学定理一般都采用这种清晰的表达形式。

在手电筒例子中,可以算出把一个电子从 1.5 V 电池的负极端转移到正极端的位能差为:

$$\Delta U = \Delta V q = (1.5\ \text{V}) \times (1.602 \times 10^{-19}\ \text{C}) = 2.4 \times 10^{-19}\ \text{J}$$

注意上式结果给出的是两个电子之间的位能差,不是从电池负极(电压为 U_1)发射的电子的实际位能,也不是进入电源正极(电压为 U_0)的电子的实际位能。但是,如果假定进入电源正极端的电子的位能为零,可以认为来自负极端电子的相对位能为:

$$U_1 = \Delta U + U_0 = \Delta U + 0 = 2.4 \times 10^{-19}\ \text{J}$$

(注意:位能增加意味着同性电荷之间的距离变小,位能减小意味着同性电荷之间的距离变大。我们避免使用负电荷,因为电压是根据正实验电荷来定义的。长期以来,采用富兰克林正电荷的观点来处理由于注入电子的集中产生的电位,问题就得到了解决)。

在实际电路中,从电池负极发出的电子数量很多,达到 10^{13} 数量级。电子的数量与电子流动时受到的阻力有关,即前面的计算结果应该乘以电子的总数量。例如,若手电筒的电流为 0.1 A,则每秒将有 6.24×10^{17} 个电子从电池的负极射出,其电子的位能大约为 0.15 J/s。

电路中各处的自由电子的位能是多少呢?如灯丝中的自由电子,导线正极端和负极端的自由电子,等等。可以认为灯丝中电子的位能是进入导线负极端电子的位能的一半,能量的减少则是由于电子受到沿线其他自由电子的机械碰撞而失去能量,造成电斥力逐渐减弱的缘故,事实上,在手电筒电路中,电压的减小应归因于自由电子通过灯丝时把能量转化成了热和光。

导体内自由电子的位能来自于电池。假设在同一导体中,所有的自由电子具有相同的位能,也就是假设在同一导体上任意两点之间都没有电位差,例如,把一个电压表接在一个导体的两点间,测得的电压为 0 V(参见图 2.8),这是事实,然而,实际并非如此,在导体上有一个很小的电压降,如果用一个精度较高的电压表可以测得这个电压降大约为 0.000 01 V 或更小,其值的大小取决于导体的长度,电流以及导体材料的类型,这是因为导体本身有内阻。

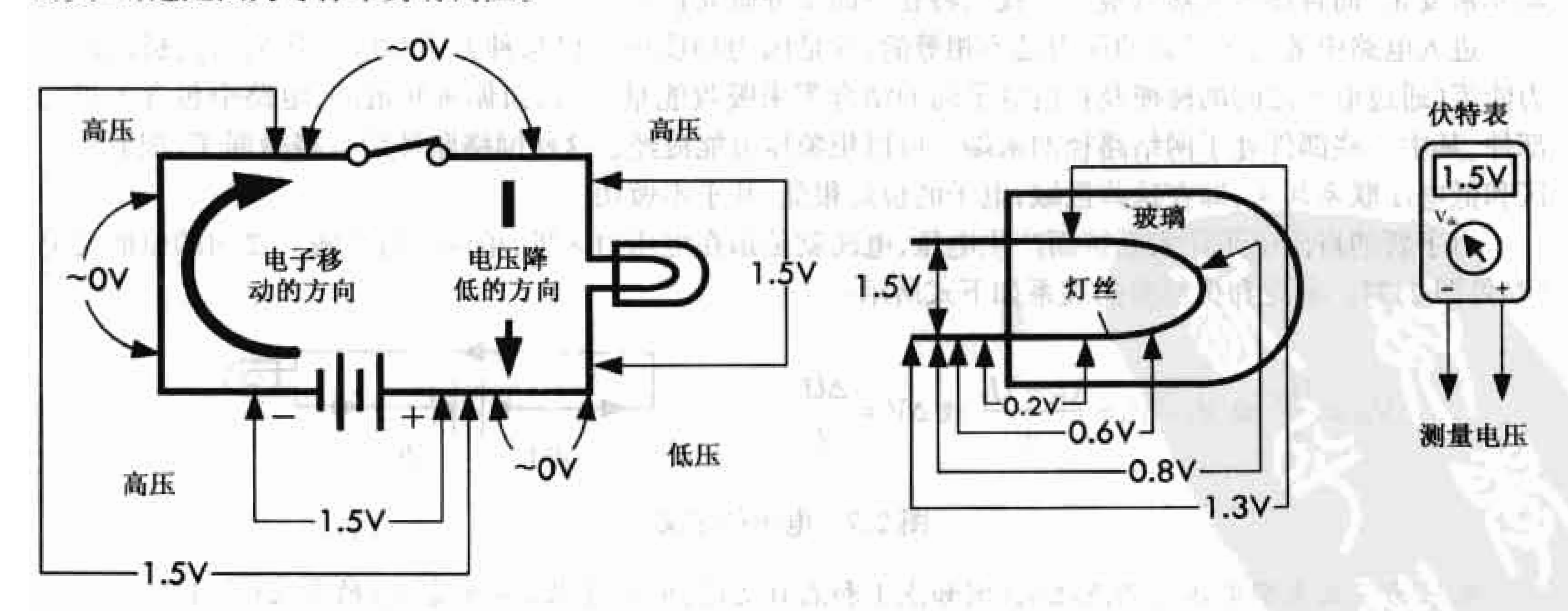


图 2.8 实际电路及测量

2.3.2 伏特和功率的定义

现在利用电压和位能差的关系 $V = U/q$ 来定义伏特——电压的单位。定义 1 伏特为:

$$1\ 伏特 = \frac{1\ 焦耳}{1\ 库仑}, 1\ \text{V} = \frac{1\ \text{J}}{1\ \text{C}} = \text{J/C}(能差)$$

(式中 V 表示一个代数量,也表示电源电压的单位,为了避免混淆,在表示 $V = 1.5$ V 时,代数量用斜体)。

如果两点之间的电压为1伏特,相当于把1库仑的电荷从一点移动到另一点所需要做的功是1焦耳。例如,一个1.5 V的理想电池,若在电路中移动1 C的电荷,相当于做了1.5 J的功。

在电学中更常用的是根据功率来定义伏特,功率是每秒提供给电路的能量,根据能量守恒定律,提供给电路的功率一定等于电路做的有用功和损耗的功率(如热损耗)之和。假定一个电子从电源的负极端移动到电源的正极端损失了它的所有位能,就认为这些能量全部转换成了有用功和热损耗。根据定义,功率的数学表示式为:dW/dt。如果用位能的表示式 $U = Vq$ 代替 W,认为电压是常数,我们可以得出以下公式:

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{dU}{dt} = V\frac{dq}{dt}$$

把电流 $I = dq/dt$ 代入到上式中,可以得到:

$$P = VI \tag{2.3}$$

上式用以表示发出的功率,这个公式非常有用,它给出了一个一般的结论,即功率与材料的类型和电荷运动的方式无关。电功率的单位是瓦特(W),1 W = 1 J/s,或用伏特和安培表示为1 W = 1 VA。

根据功率,伏特可以被定义为:

$$1伏特 = \frac{1瓦特}{1安培}, 1\,V = \frac{1\,W}{1\,A} = W/A$$

根据功率的式子可以判定任意电路在给定电压和电流情况下的功率损耗,如图2.9所示,电压和电流可以方便地用电压表和电流表测量出来,但是,功率的式子没有具体说明功率是怎样消耗的。

例1:灯丝的电压为1.5 V,流过其电流为0.1 A。问电路消耗的功率为多少?

解:

$$P = VI = (1.5\,V)\times(0.1\,A) = 0.1\,W$$

例2:一个额定电压为12 V的电气设备工作时消耗的功率为100 W,问流过它的电流为多大?

解:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{100\,W}{12\,V} = 0.8\,A$$

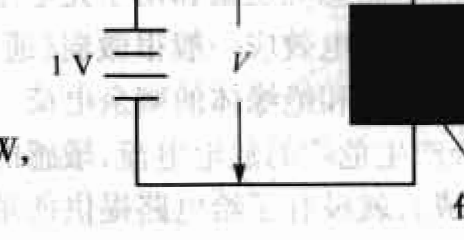


图2.9 电压与电流的测量

2.3.3 电池的串联

为了提供大的功率需要有高的电压。可以把两个电池串接起来,如图2.10所示。那么串连电池的总电压为每一个电池的电压之和。实际上电池串联是把两个电压源串联,增大了有效电压,从化学的角度来看,如果两个串联的电池具有相同的电压,其内部的化学反应也加倍,进入电路中的电子数量也加倍。

在图2.10中,应用了接地概念,或0 V参考点的概念,接地符号为⏚,这个符号即表示大地,也用以指出电路中所有被测电压的参考点。逻辑上,无论何时,在测量范围内,都把电位最低的点定为0 V点,对于大多数直流电路,通常把电压源的负极端选为零电位参考点,当给定了零电位参考点,就可以得出一个点的电位的概念,即在电路中,一点的电压是指这一点与参考点之间的电压。例如,图2.10(a)中单个电池的电压为1.5 V,把电池的负极端选为零电位参考点,则电池的正极端的电压为1.5 V。

图2.10(b)是两个串联的1.5 V电池,总电压为3 V。若把接地点设在位于下方的电池的负极端,则两个电池中间的电位为1.5 V,上方电池正极端的电位为3 V。如果在3 V电位点和接地点之间接一负载,将产生一个从正极端流出经过负载流回到负极端的电流。

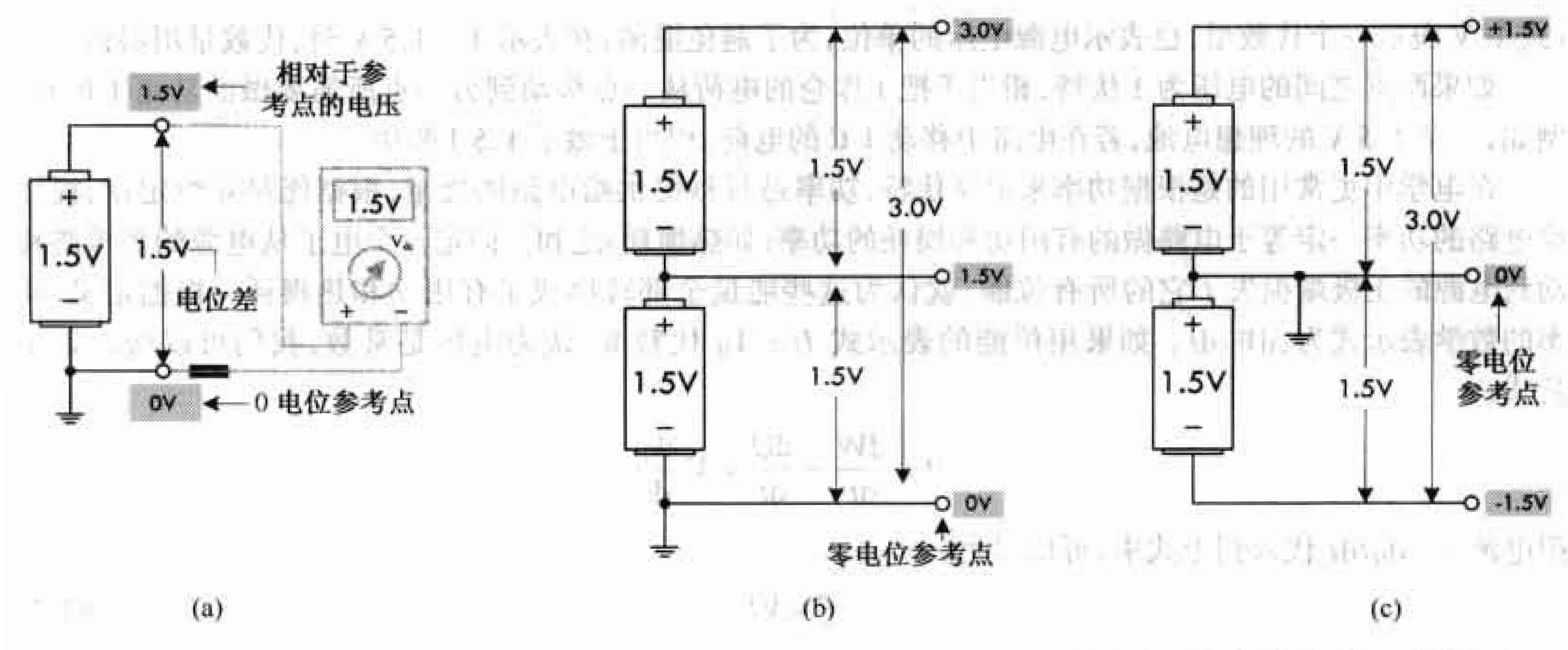


图 2.10 电池的串联

图 2.10(c)表明可以通过设置不同位置为 0 V 电位参考点来分割总电位值,如图中所示,当把0 V电位参考点设在两个电池中间,则相对于参考点来说,产生 +1.5 V 和 -1.5 V 电位点。许多电路要求有相对于 0 V电位参考点的正负电压,此时,0 V 电位参考点起了公共端的作用,如在一个正弦信号的音频电路中,相对于 0 V 电位参考点正负电压总是相互交替出现的。

2.3.4 其他电压源

在电池内部除了存在化学反应外还存在其他效应,这些效应也可以产生推动电子在电路中运动的电动势。例如,电磁感应、光电效应、热电效应、压电效应和静电感应。但是,在列出来的这些效应中,只有用于发电机的电磁感应现象和用于光电池的光电效应连同化学反应一起给大部分电路提供充足的电功率,而热电效应和压电效应一般很微弱(通常在 mV 数量级),仅在传感器中使用。静电效应则取决于给定的物体,例如,导体和绝缘体的剩余电荷。如果把电路接在两个带电物体之间,尽管这两个物体之间的电压值很大,会产生危险的放电电流,敏感的电路甚至可能会被损坏,但是,一旦放电完成(通常是在百万分之一秒内完成),就没有了给电路提供能量的电流。从电的角度来说,静电是有害的,不是有用的能量源。我们将会在本书中详细讨论所有这些不同的反应机理。

2.3.5 水类比

把水系统和电系统加以类比,可以很形象地解释电压的作用。如图 2.11 所示,把直流电压源看成一个水泵,把导线看成管,把正电荷看成水,电流看成水流。负载(电阻)看成管道中固定的阻力,这个阻力阻碍水流的流动,请比较一下两者之间的相同与不同之处。

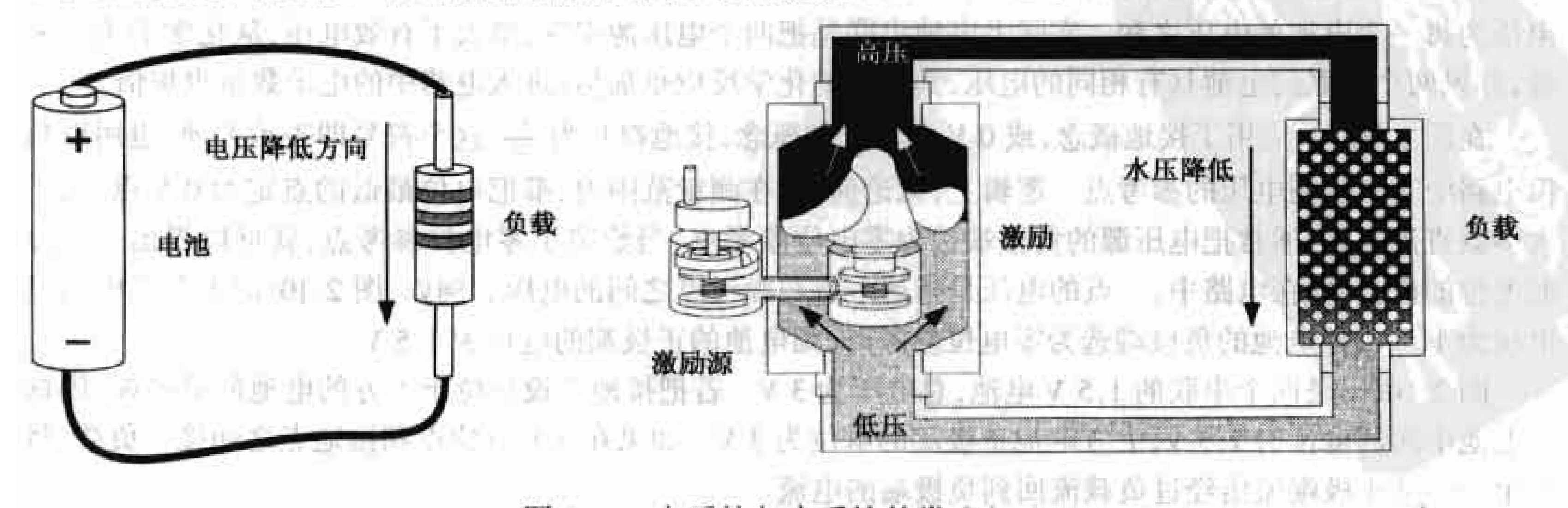


图 2.11 电系统与水系统的类比(一)

用水来类比的另一个例子是地球引力产生的压差。虽然这个类比被认为不是很准确，但是它至少可以说明为什么电压越大(相当于大的水压)，产生的电流就越大(参见图2.12)。

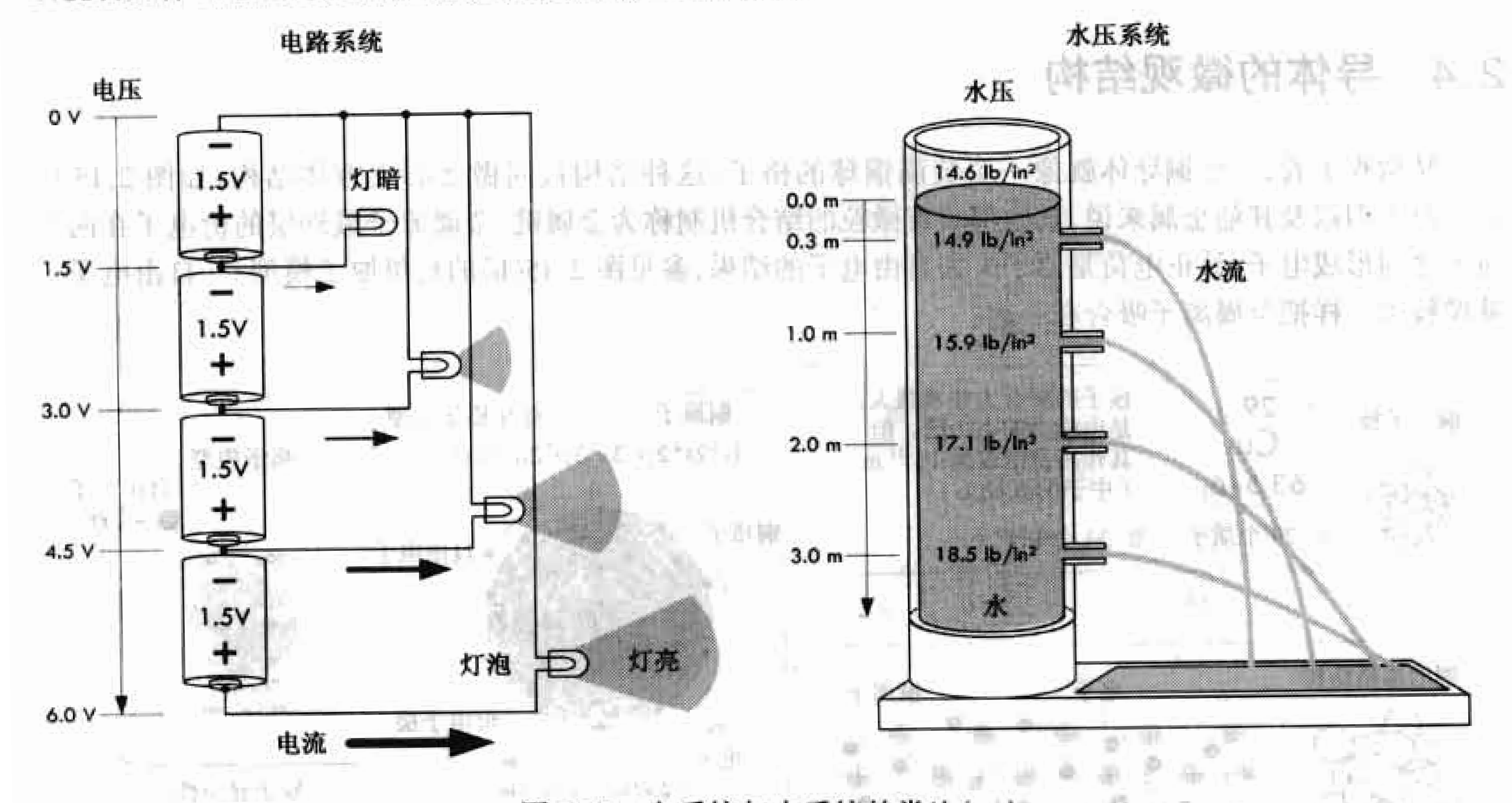


图2.12 电系统与水系统的类比(二)

不必过分关注这些用水来类比的例子，它们与电路不是完全相似的，只是用来增添一些趣味性，后面将给出严格的证明。

例1：找出图2.13中各点之间的电压。例如图2.13(a)中A、B两点之间的电压为12 V。

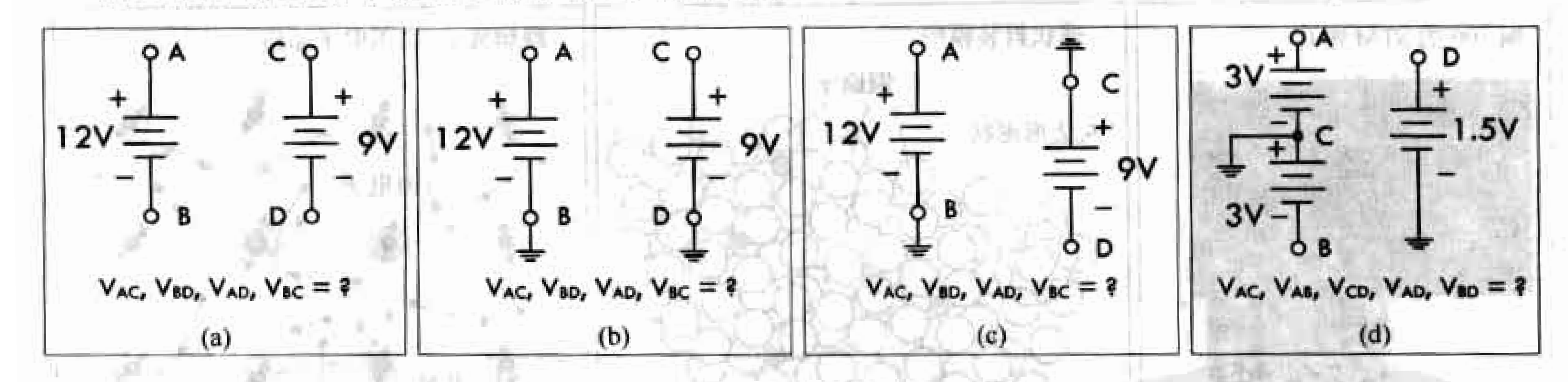
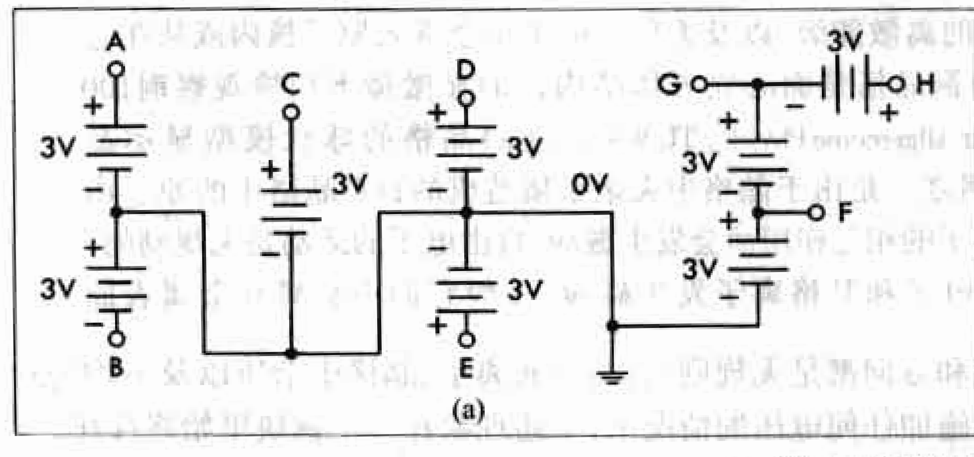


图2.13 例1所示的电路

解：a. $V_{AC}=0, V_{BD}=0, V_{AD}=0, V_{BC}=0$. b. $V_{AC}=3$ V, $V_{BD}=0$ V, $V_{AD}=12$ V, $V_{BC}=9$ V. c. $V_{AC}=12$ V, $V_{BD}=9$ V, $V_{AD}=21$ V, $V_{BC}=0$ V. d. $V_{AC}=3$ V, $V_{AB}=6$ V, $V_{CD}=1.5$ V, $V_{AD}=1.5$ V, $V_{BD}=4.5$ V。

例2：找出图2.14中各点与接地点之间的电压。



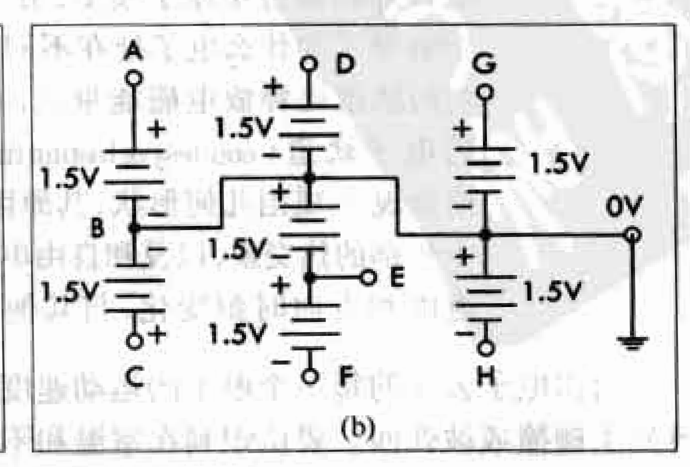
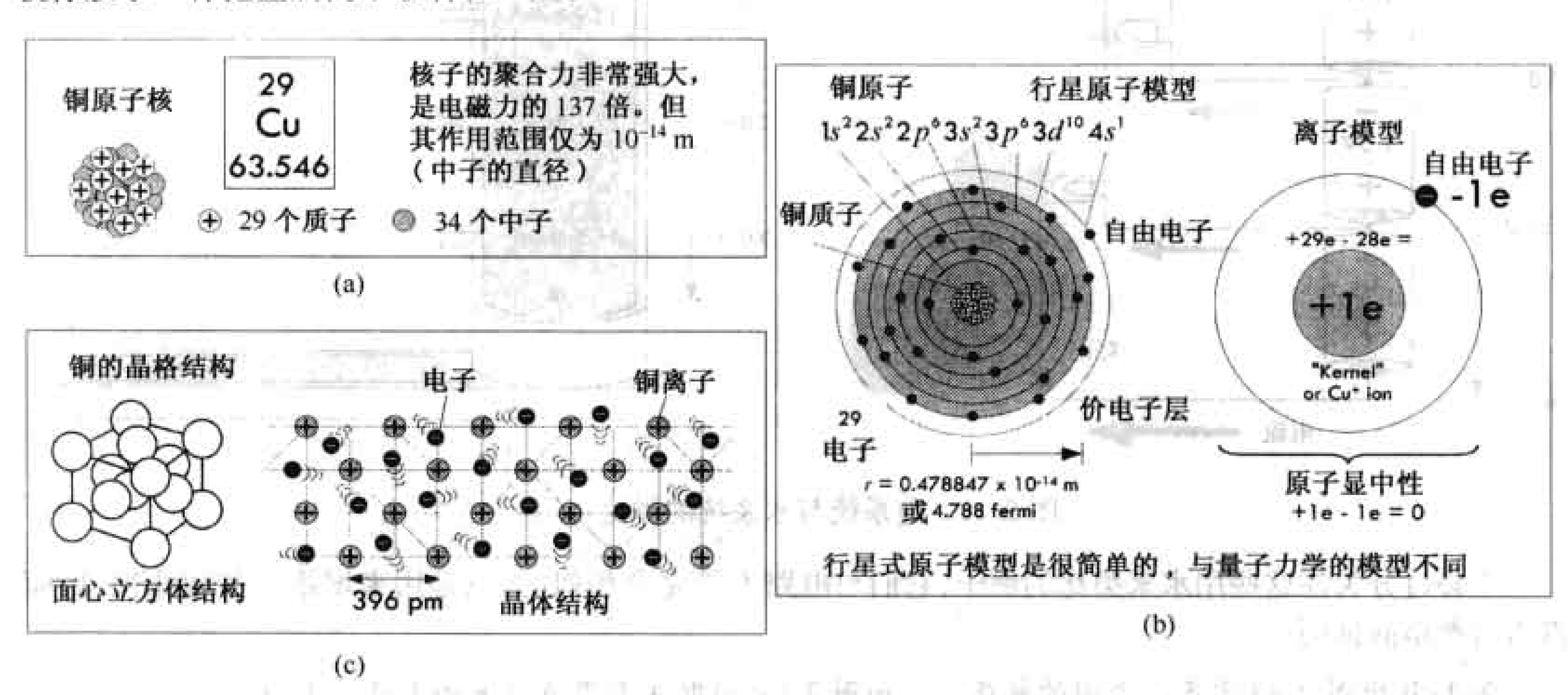


图2.14 例2所示的电路

解:a. A=3 V,B=-3 V,C=3 V,D=3 V,E=3 V,F=3 V,G=6 V,H=9 V. b. A=1.5 V,B=0 V,C=1.5 V,D=1.5 V,E=-1.5 V,F=-3.0 V,G=1.5 V,H=-1.5 V。

2.4 导体的微观结构

从微观上看,一个铜导体就像一个装满铜球的格子,这种结构被叫做面心立方体结构,如图 2.15 所示。对于铜以及其他金属来说,其内部所有微粒的结合机制称为金属键,金属原子最外层的价电子在两个粒子之间形成电子云[正电荷是原子失去自由电子的结果,参见图 2.15(b)的行星原子模型]。自由电子云就像胶水一样把金属离子吸合在一起。



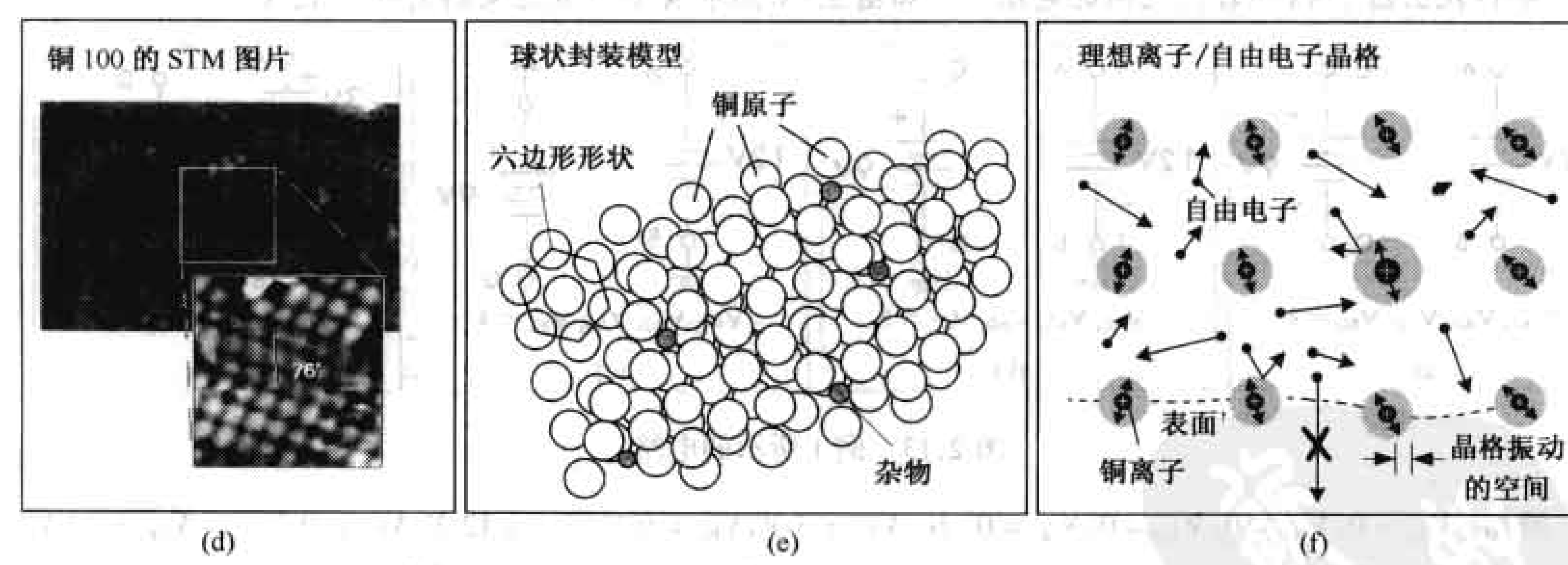


图 2.15 (a)铜原子核由质子和中子组成,质子和中子之间的核力是电磁力的 137 倍;(b)铜原子被看成是经典的行星原子模型,由一些受到电场力作用在轨道上运动的价电子组成。量子力学解释了为什么电子处在不同的离散能级,以及为什么电子不会落入原子核内或从在它们的轨道处释放电磁能量;(c)铜晶格是面心立方体结构;(d)显微镜下扫描观察铜100的电子轨道(courtesy of Institut für Allgemeine Physik, TU Wien);(e)晶格的球状模型显示晶格呈现不规则几何形状,其原因之一是由于晶格中夹杂杂质造成的;(f)晶格中的原子由于外部的热交换,以及和自由电子的相互作用而会发生振动,自由电子的运动是无规则的,速度和方向时刻变化,与其他电子和晶格离子发生碰撞。一般它们不会离开金属表面

自由电子云中的每一个电子的运动速度和方向都是无规则的,与金属离子、晶格中杂质以及不均匀边界发生碰撞或被弹回。要认识到在室温和不施加任何电压的情况下,上述现象在一个铜块里始终存在。

在室温条件下,自由电子不会离开金属表面。一个自由电子不能脱离晶格中正电荷对它施加的库仑引力(后面将看到在特殊的条件下,使用独特的方法,自由电子可以脱离正电荷的束缚)。

根据自由电子模型——一个经典的模型,把自由电子看做是一些不互相作用的电荷气体——认为一个铜原子近似有一个自由电子,那么铜导体的自由电子浓度就为 $\rho_n = 8.5 \times 10^{28}$ 电子数每立方米。这个模型表明,在正常情况下(把铜块放在室温下),电子在铜内的热运动速度(或称均方根速度)大约为 120 km/s,(1.2×10^5 m/s),但是,这个速度与温度有关。电子在碰撞到别的物体之前所运动的平均距离叫做平均自由行程 λ,λ 大约是 0.000 003 mm(2.9×10^{-9} m),两次碰撞之间的平均时间(τ 大约是 0.000 000 000 000 024 s (2.4×10^{-14} s)。自由电子模型在许多场合在量值上认为是正确的,但基于量子力模型,自由电子模型是不准确的(用 $v = \lambda/\tau$ 表示速度,路径,时间的关系)。

在量子力学中,电子遵循基于量子物理学的速度分布定律,电子的运动依赖量子观点,这一观点要求把电子看成是从铜晶格结构中散射的波,量子观点给出的一个自由电子的热运动速度(叫做费密速度 v_F)比自由电子模型的电子热运动速度要快,大约为 1.57×10^6 m/s,而且与温度基本无关。另外,量子模型给出了一个较大的平均自由行程,大约为 3.9×10^{-8} m,这个自由行程与温度有关。量子理论观点已被人们所接受,因为它给出的答案和实验数据更接近。表 2.1 给出了各种金属的电子费密速度。

表 2.1 各种金属的主要特性

材料	费密能量 E_F(eV)	费密温度 ($\times 10^4$ k)	费密速率(M/S) $V_F = C\sqrt{\frac{\partial E_\tau}{m_{ec^2}}}$	自由电子密度 ρ_e 电子/平方米	功函(eV)
铜(Cu)	7.00	8.16	1.57×10^6	8.47×10^{28}	4.7
银(Ag)	5.49	6.38	1.39×10^6	5.86×10^{28}	4.73
金(Au)	5.53	6.42	1.40×10^6	5.90×10^{28}	5.1
铁(Fe)	11.1	13.0	1.98×10^6	17.0×10^{28}	4.5
锡(Sn)	8.15	9.46	1.69×10^6	14.8×10^{28}	4.42
铅(Pb)	9.47	11.0	1.83×10^6	13.2×10^{28}	4.14
铝(Al)	11.7	13.6	2.03×10^6	18.1×10^{28}	4.08

费密能量和自由电子密度数据来自 N.W.Ashcroft 和 N.D.Mermin《固体物理》,1976;功函数据来自 Paul A.Tipler and Ralph A.Lewellyn《现代物理》第 3 版,1999。

由静电引力引起的表面约束能阻止电子扩散到金属表面以外,这个约束能称为功函(work function)。查阅表中的功函,对于铜来说,功函大约为 4.7 eV(1 eV = 1.6022×10^{-19} J)。只有通过特殊的处理方法,如热电子发射、场致发射,二次发射和光电发射,才能让电子逸出金属表面。

(热电子发射:通过升高温度给自由电子提供足够的能量克服物质的功函,发射出来的电子被称为热电子。场致发射:给导体施加高电压,由电场产生的额外能量给电子提供一个足够大的正极引力,使电子逸出表面。这需要一个特别大的电压(发射表面和导体正极之间的电场达到 MV/cm)。二次发射:高速电子或其他粒子轰击金属表面而发射电子。光电发射:物体里的自由电子吸收一定频率的光子的能量,达到能克服功函,光子要有恰当的频率才能使电子发射,因为能量与频率的关系为 $W = hf_0$(普朗克常数 $h = 6.63 \times 10^{-34}$ J·s 或 4.14×10^{-14} eV;f_0 单位为赫兹)。

2.4.1 施加电压

下面,看一下当给一个导体两端施加一个电压会发生什么事情,也就说,把一个粗的铜导线连接到电池的两极。这时,导线内部形成电场(电场是由于电池的一端聚集了负电荷,而另一端聚集了正电荷的结果),所有做无规则运动的电子都受到一个指向导线正极端的力。实际上,这个作用在无规则运动电子上的力很小,而电子的热运动速度很大,以至于很难改变电子的运动。仅在运动路径上引起微小的偏离,如图 2.16 所示。

通常导线中的电场将沿力的方向引起一个加速度分量,但是电子之间的持续碰撞产生一个曳力,就像降落伞受到的曳力一样,合力的效应可以看成是一个平均群速度,称为漂移速度 v_d。显然,这个速度是非

常小的。例如,在12号的铜导线上施加电压,将产生0.1安的电流,其漂移速度大约为0.002 mm/s,这个漂移速度由下式定义

$$v_d = J/(\rho_e e)$$

式中 J 是电流密度——单位面积通过的电流($J = I/A$),ρ_e 是材料中的自由电子密度,e 是一个电子的电荷量。表2.1给出了各种材料的自由电子密度。可以看出,漂移速度随着电流和导体直径的变化而变化。

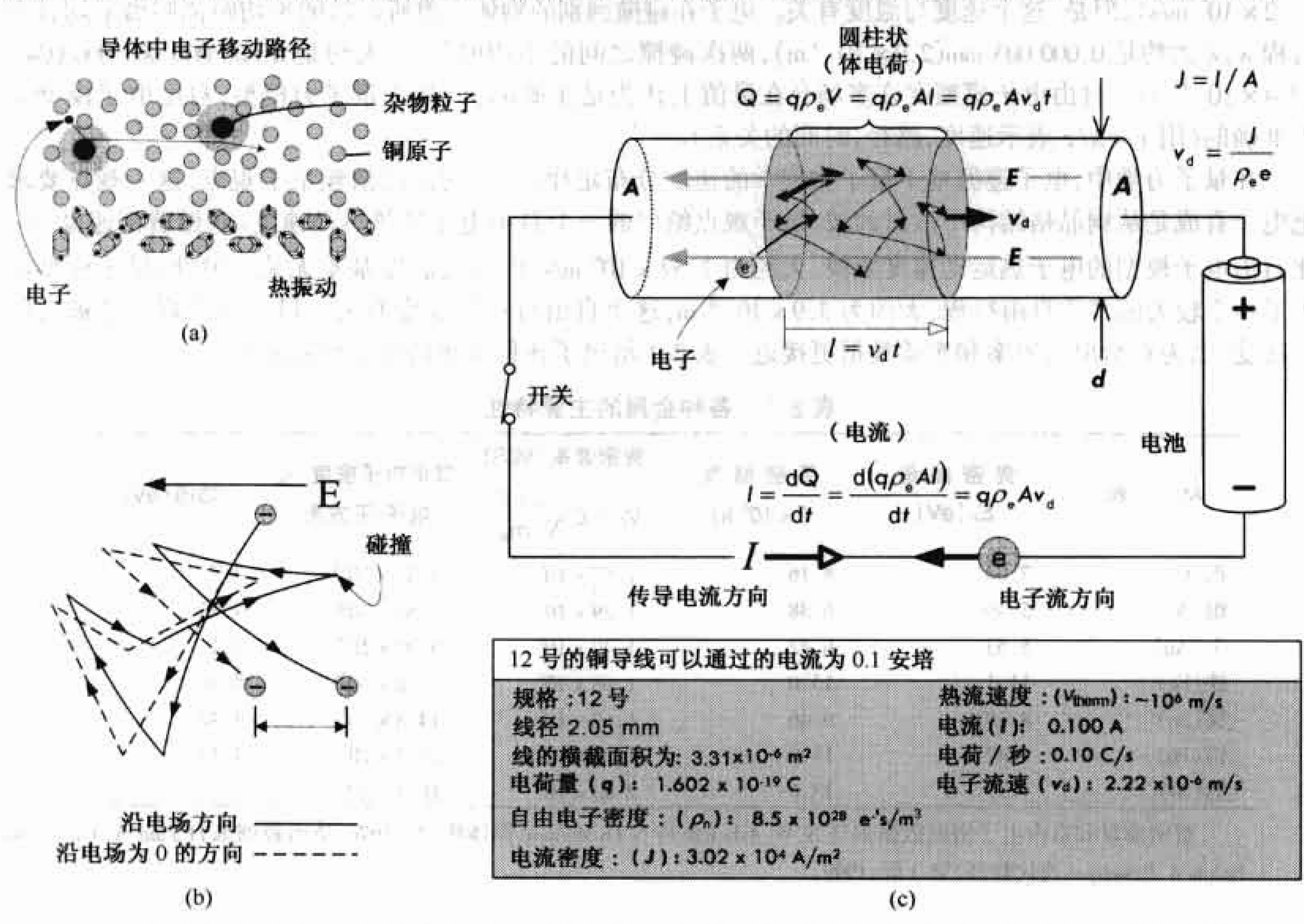


图2.16　(a)电子做无规则运动经过铜晶格时,碰撞晶格内的原子和杂质被弹回;(b)金属里的电子与离子和杂质发生碰撞的概率是随机的。在电场中,电子获得一个很小的与电场方向相反的速度。电子运动路径上的偏差被放大了,实际在运动路径上只有微小的偏离;(c)阐明电流密度,漂移速度,电荷密度,电子的热运动速度和电流的模型

电子漂移速度是很慢的,仅仅只有百万分之一米每秒,因此,有必要考虑电流是如何流动的。例如,当闭合手电筒的开关时会发生什么现象?当然,电子从电池移动到导体内部不必花很长时间,当开关闭合时,进入导线的电子的电场对相邻电子产生推斥力,使相邻电子向下一相邻电子移动,如此下去,形成一个相互作用的链条,这个相互作用以光速在物体中传播,如图2.17所示,然而,实际上这种反应远小于光速,且与介质性质有关。那些最靠近开关的电子和遍布导体内的所有电子,以及那些靠近灯丝或发光二极管的电子几乎是同时运动的。类似于流体的流动,由于水管中已经充满了水,水龙头处水的压力迅速传递到整个水管,当打开水龙头时,在水管端部的水就会立即流出。

在交流情况下,场是以正弦波形式变化的,电子的漂移速度为往返运动。若交变电流的频率为60 Hz,那么电子速度来回振动的次数为每秒60次。如果在一个周期中最大漂移速度是0.002 mm/s,那么最大摆动距离约为0.00045 mm。当然,这不意味着电子就会被固定在一个摆动位置,这里仅仅给出电子漂移距离的概念。事实上由于热效应,电子的全部运动是无规则的,实际位移也是非常大的。

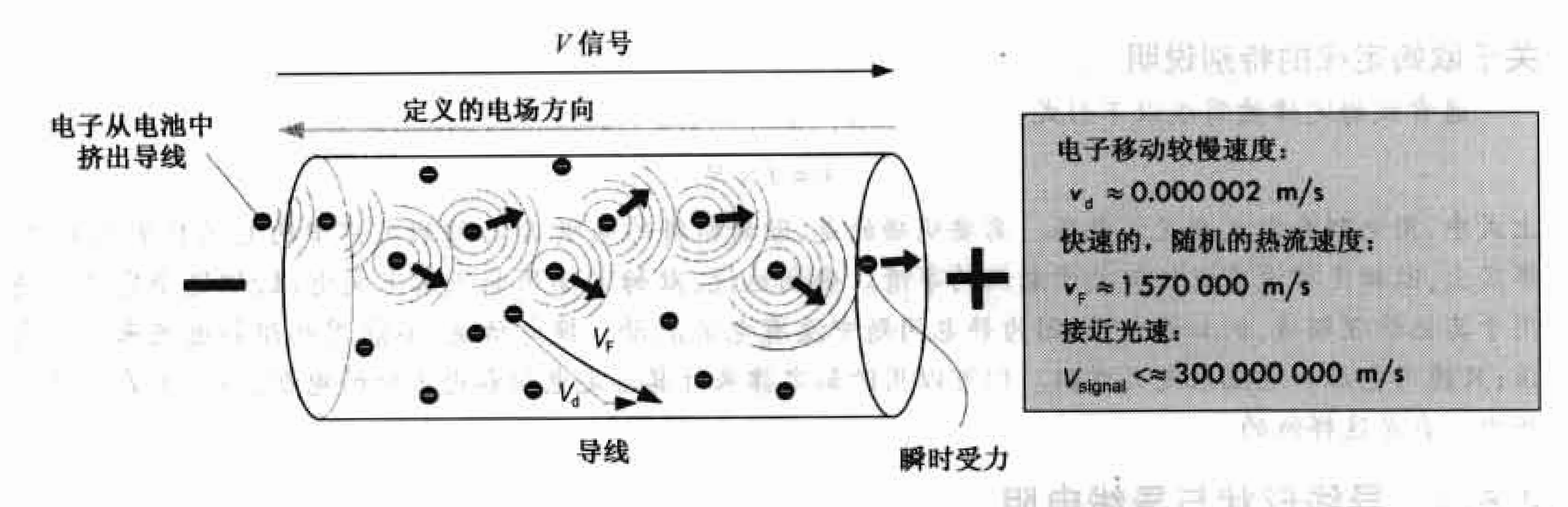


图 2.17 电子注入导线一端时，电场在导线中的形成过程

2.5 电阻、电阻率和电导率

根据上述我们已知在室温条件下，铜导线内的自由电子频繁地与其他电子、晶格离子及杂质碰撞，这将限制电子的定向运动，可以设想把阻止电子流动的微观机理和电阻相联系。1826年，乔治·西蒙·欧姆公布了关于不同材料电阻的实验结果，实验结果是一种定性的近似，不涉及微观机理，只考虑宏观效应。他发现流过物体的电流和加在其上的电压成线性关系。他定义电阻为施加的电压与引起的电流之比，如下式所示：

$$R \equiv \frac{V}{I} \tag{2.4}$$

上式称为欧姆定律。式中 R 为电阻，单位为伏特/安培，或欧姆(Ω)。1 Ω是指施加 1 V 电压、流过 1 A 电流时的电阻，即

$$1\,\Omega = 1\,\text{V}/1\,\text{A}$$

符号 —\/\/\/— 用来表示电阻。

显然，欧姆定律不是一个真正的定律，更正确地说是关于物质性质的实验表述。事实上，有一些物质不符合欧姆定律。

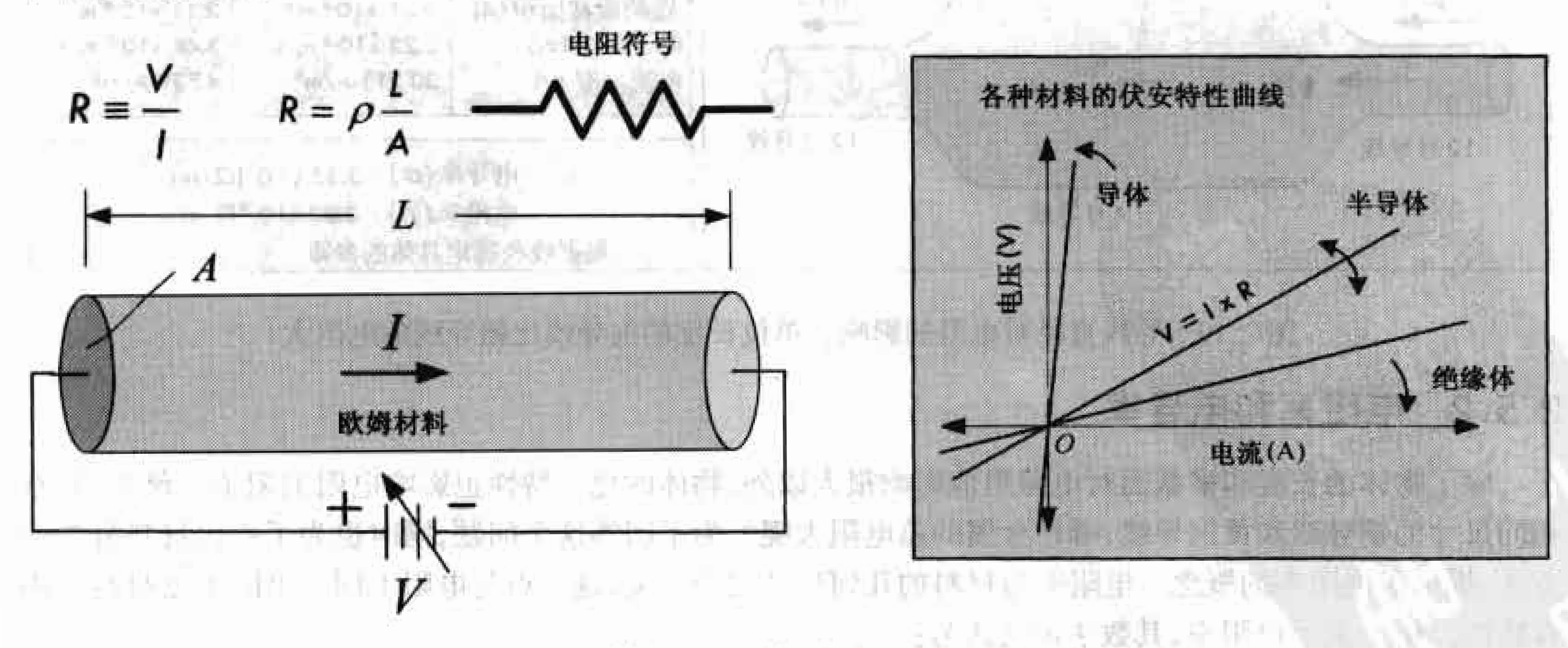


图 2.18 欧姆定律的定义

欧姆定律只适用于欧姆材料，即在所能承受的电压范围内，材料的电阻是一常数。而非欧姆材料的电阻不是常数，非欧姆材料不遵循欧姆定律。例如，二极管上加的电压为正时，电流很容易流过二极管，但当二极管加的电压为负时，二极管呈现高电阻，阻止电流流过。

关于欧姆定律的特别说明

通常欧姆定律被写成以下形式：

$$V = I \times R$$

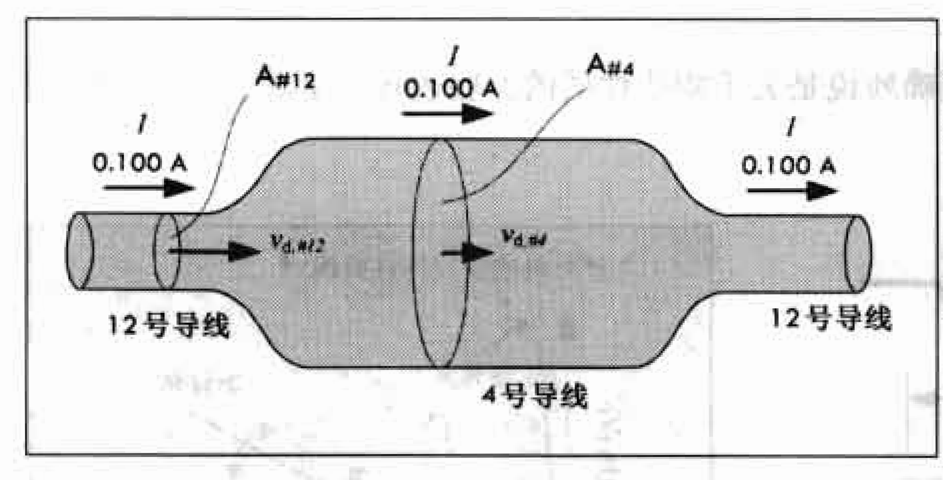
上式中，用电阻和电流来定义电压。需要明确的是，欧姆材料的电阻 R 与欧姆定律中的电压 V 是无关的。事实上，欧姆定律没有说任何关于电压的事情。确切地说，欧姆定律用电压来定义电阻，但这个定义不适用于其他物理领域，例如静电学，因为静电问题中没有电流流动。换句话说，不能用电阻和电流来定义电压；只能用电压和电流来定义电阻。但可以用欧姆定律来计算给定电阻和电流时的电压，事实上在电路分析中一直是这样做的。

2.5.1 导线形状与导线电阻

给定材料的导线电阻与导线的形状有关。导线的长度增加一倍，导线的电阻也相应增加一倍，如果加在电阻上的电压不变，那么流过电阻的电流就会减小一半。反之，导线的横截面积扩大一倍，导线的电阻则减小一倍，如果加在电阻上的电压不变，那么流过电阻的电流就会加倍。

电阻随导线长度增加而增加的原因可以这样解释，由于导线长度增加，在导线中会有更多的晶格离子和杂质，对电源注入电子产生的电场施加反向推挤，削弱了场推动电子运动的作用，使导线中电子的碰撞加剧，更多的电子被弹回。

电阻随导线截面增大而减小的原因可以解释为，具有较大体积和较大截面积的导线可以通过较大的电流。如果一个细的导线和一个粗的导线中流过的电流都为 0.1 A 的话，那么细导线把 0.1 A 电流集中于较小的体积，而粗导线把 0.1 A 电流分配到较大的体积，电子在较小的体积中将和其他电子或晶格离子和杂质发生更多的碰撞。根据本杰明·富兰克林的理论，集中的自由电子的流动反映了向相反方向流动电流的集中程度，这个电流的集中程度叫做电流密度 J——为单位面积流过的电流。对一根导线有：$J = I/A$。图 2.19 说明了在 12 号导线中的电流密度比 4 号导线的电流密度大，同时说明了粗导线的电子漂移速度小于细导线中的漂移速度，原因是“电场压力减小”，且低于沿电流方向的平均推力。



0.100A 电流		
规格	12号	4号
线径 (d)	2.05 mm	5.19 mm
线的横截面积 (A)	3.31×10^{-6} m²	2.11×10^{-5} m²
电子流速 (v_d)	2.22×10^{-6} m/s	3.48×10^{-7} m/s
电流密度 (J)	30 211 A/m³	4 739 A/m²

电导率(σ)：$3.55 \times 10^{7} (\Omega \cdot m)^{-1}$
电阻率(ρ)：$2.82 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$
根据线径确定具体的参数

图 2.19 导线直径对电阻的影响。单位长度的细导线比粗导线的电阻大

2.5.2 电阻率和电导率

除了物体的长度和横截面对电阻阻值影响很大以外，物体的化学特性也影响电阻的阻值。例如，具有相同尺寸的铜导线和黄铜导线，哪种金属的总电阻大呢？为了回答这个问题，同时也为了给出材料分类的方法，提出了电阻率的概念。电阻率与材料的几何尺寸完全无关，这一点与电阻不同。电阻率是材料的固有特性。用 ρ 表示电阻率，其数学定义式为：

$$\rho = R \frac{A}{L} \tag{2.5}$$

式中 A 为横截面积，L 为长度，A 和 L 可以通过测量得出。R 为物体的总电阻。电阻率的单位为欧姆·米(Ω·m)。

一些人认为电阻率是一个非常负面的概念,因为它反映物体阻碍电流的负面效应。从积极的一面出发,更愿意接受电导率的概念,电导率反映物体导通电流的能力。用 σ 表示电导率,电导率是电阻率的倒数:

$$\sigma \equiv \frac{1}{\rho} \tag{2.6}$$

电导率的单位是西门子 $S=(\Omega\cdot m)^{-1}$(注:$[(\Omega\cdot m)^{-1}]=1/[\Omega\cdot m]$)。

电导率和电阻率的概念是同样重要的。有人喜欢在方程中用电导率,而有人则喜欢用电阻率。

利用电阻率和电导率,可以把欧姆定律改写成以下形式:

$$V=IR=\rho\frac{L}{A}I=\frac{I\times L}{\sigma\times A} \tag{2.7}$$

表2.2给出了一些材料的电导率和电阻率(表中的数据参考了一些化学和物理手册)。像铜和银这样的金属的电导率要比良好绝缘体(例如聚四氟乙烯)的电导率高 10^{21} 倍。虽然铜和银的电导率都很大,但在实际应用中,银的成本太高。铝也是很好的导体,曾经被用于家用电路中,但是由于铝被氧化后导电性能变得很差,接触电阻增大,允许流过的极限电流减小,容易引起火灾。

表2.2 一些材料的电导率和电阻率

材料	电阻率 ρ (Ωm)	电导率 σ $(\Omega m)^{-1}$	温度系数 α ℃$^{-1}$	热阻率 $(W/cm℃)^{-1}$	导热系数 k (W/cm℃)
导体					
铝	2.82×10^{-8}	3.55×10^{7}	0.0039	0.462	2.165
金	2.44×10^{-8}	4.10×10^{7}		0.343	2.913
银	1.59×10^{-8}	6.29×10^{7}	0.0038	0.240	4.173
铜	1.72×10^{-8}	5.81×10^{7}	0.0039	0.254	3.937
铁	10.0×10^{-8}	1.0×10^{7}	0.0050	1.495	0.669
钨	5.6×10^{-8}	1.8×10^{7}	0.0045	0.508	1.969
铂	10.6×10^{-8}	1.0×10^{7}	0.003 927		
铅	0.22×10^{-6}	4.54×10^{6}		2.915	0.343
钢	0.72×10^{-6}	1.39×10^{6}		6.757	0.148(312)
镍铬铁合金	100×10^{-8}	0.1×10^{7}	0.0004		
锰镍铜合金	44×10^{-8}	0.23×10^{7}	0.000 01		
黄铜	7×10^{-8}	1.4×10^{7}	0.002	0.820	1.22
半导体					
碳					
锗	3.5×10^{-5}	2.9×10^{4}	-0.0005		
硅	0.46	2.2	-0.048		
砷化镓	640	3.5×10^{-3}	-0.075	0.686	1.457(pure)
绝缘体				1.692	0.591
玻璃	$10^{10}-10^{14}$	$10^{-14}-10^{-10}$			
氯丁(二烯)橡胶	10^{9}	10^{-9}			
石英	75×10^{16}	10^{-16}			
硫磺	10^{15}	10^{-15}			
聚四氟乙烯(塑料,绝缘材料)	10^{14}	10^{-14}			

电阻率或电导率的值与温度有关。在一定的温度范围内,大多数金属的电阻率与温度的关系满足以下方程:

$$\rho=\rho_0[1+\alpha(T-T_0)] \tag{2.8}$$

式中 ρ 为要计算的电阻率,它取决于参考电阻率 ρ_0 和温度 T_0。α 是电阻率的温度系数,单位为 1/℃或者(℃)$^{-1}$。大部分金属的电导率随温度的升高而增大,这是因为温度升高,由热能引起的晶格中原子的振动会阻碍导体中电子的漂移运动。

水、空气、真空是绝缘体还是导体

水,空气,真空的绝缘性和导电性问题需要专门讨论,表 2.3 给出了相关的解释。

表 2.3 水、空气、真空的绝缘性和导电性

材　料	电阻率 $\rho(\Omega\cdot m)$	说　明
纯水	2.5×10^5	蒸馏水是一种良好的绝缘体,它具有很大的电阻率。蒸馏水微弱导电性能的原因是由于依靠离子的流动进行导电,而不是像金属那样依靠电子的流动。通常在室温下,水会发生自电离,水中 H_3O^+ 和 OH^- 离子的数量增加,但是相对于大量的水分子来说,其数量是很少的,比例约为:1:10^{-7}。如果把连接电池的两个铜电极放入装有蒸馏水的桶中,在电路的固定导线上可以测得电流,根据欧姆定律,可以算出水的电阻大约为 20×10^6 Ω/cm。在两个电极之间,H_3O^+ 流向负极,而 OH^- 流向正极。当每个离子和电极接触后,产生电子的堆积,或离子和电子的重新结合
盐水	~0.2	把离子化合物 NaCl(通常叫做盐),溶于水中,将增加溶液中的离子浓度。NaCl 电离成 Na^+ 和 Cl^- 离子。质量为一克的盐能够产生大约 2×10^{22} 个离子。这些离子起了电荷载体的作用,大大降低了溶液的电阻,使溶液的电阻降低为每米一欧姆以下。如果把溶液看成是一个导体,接上电池和灯泡,那么流过灯泡的电流将点亮灯泡
人体皮肤	~5.0×10^5	电阻和皮肤的湿润程度以及皮肤含盐量的多少有关
空气		认为绝缘体内几乎没有自由电子。但是和液体一样,空气经常含有正负空气离子。空气中的中性分子失去电子就形成了空气离子,例如氧分子(O_2)或氮分子(N_2),被大气中的 X 射线、伽马射线轰击,或者衰变的氡原子辐射 α 粒子(在海平面上,主要的氡区域范围,每秒每厘米上大概有 5~10 个离子对产生)。氧和氮的正极分子迅速吸引水中的极性分子(10~15 个),生成空气正离子群。另一方面,释放出来的电子大部分会吸附到氧分子上(氮对电子没有吸引力)。注意:空气被认为是中性的,因为正负离子总是成对出现,正负电荷数量相同 空气中要形成电流,必须在空气中施加电场。如给两个平行放置的金属板施加不同的电压,它们之间就形成一定的电势差。在电压较低的情况下,电场强度较小,板间有空气离子的运动,但自由流动的离子量非常少,因此认为没有电流产生。但是如果增加电场强度,空气中原有的自由电子的运动被加速,以一个很高的速度向正极板运动,这些具有足够能量的电子与空气分子碰撞,将产生更多的正负离子对。当两极板间空气的电场强度达到约 3 MV/m 时,即给间距为 1 cm 的极板施加 30 000 V 电压,电场就达到了引起电离的击穿场强,此时板间空气发生电离。如果在板和针状导体或板和细导线之间施加电场,则只需几千伏电压就会发生电离。空气电离现象可以分为以下几种情况 电晕放电:指在电极周围小范围内的电离。当电极表面的电场达到击穿强度,场中出现缓慢移动的离子和带电粒子形成的电流,这个电流流向相反极性的电极,可以是相反极性的带电平板,或者是室内的墙壁或地面。这种放电可以一直持续到电场强度高于击穿场强 火花放电:指发生在两个圆形导体之间的放电。当两导体被施加不同的电压,通常一个导体接地,和电晕放电一样,在电场强度超过击穿场强的点发生放电。但是与电晕放电不同的是,火花放电时,在两电极间所有地方都产生电离,放电速度非常快,放电能量局限在一个小的空间范围内。引起电场击穿的电压称为击穿电压。例如,当人们穿着绝缘的鞋,走在绝缘的地板上,由于和地面的接触和摩擦,身体将带上电荷,因此当触摸接地的物体时,就会在身体和物体之间产生电荷的流动,有时甚至还没有接触到物体,就产生了电火花。一般很少有人在意 1000 V 以下电压的放电现象,但当电压达到 2000 V 左右时,大多数人开始有不舒服的感觉,当电压达到 3000 V 左右时,几乎所有的人都会抱怨放电引起的痛楚 刷形放电:指一种介于电晕放电和火花放电之间的放电形式,刷形放电发生在一个带电物体和一个曲率半径为毫米级的接地电极之间。如果刷形放电持续较长的时间,就会形成一些不规则的发光路径。几乎所有的绝缘放电都属于刷形放电,如拿起带有电荷的复印纸或脱毛线衫时听到的噼啪声就是刷形放电

(续表)

材料	电阻率 $\rho(\Omega\cdot m)$	说明
真空		认为真空是理想的绝缘体。根据定义,真空中没有任何自由电荷。但是,这并不意味着电荷不能通过真空。各种机理表明电子可以从物体表面逸出进入真空,这种机理也可以应用于空气中。这些机理包括:热电子发射:指温度升高,自由电子获得足够的能量克服物体表面的势垒(功函)脱离物体表面;场致发射:指导体上的高电压产生的正电场吸引自由电子使其脱离物体表面。发射表面和正极导体之间的这个高电压要求达到 MV/cm;二次发射:指高速的电子和带电粒子碰撞和轰击金属的表面使金属表面发射电子;光电发射:指一定频率的光子穿透金属表面被自由电子吸收使电子逸出金属表面。上述机理被应用于真空管技术。如果不利用上述机理产生电子,那么真空中就没有维持电流的电荷源

2.6 绝缘体,导体和半导体

我们已知物质的电导率在导体和绝缘体之间相差很大。良导体的电导率大约为 $10^{-8}\,\Omega\cdot m$;一个好的绝缘体的电导率大约在 $10^{14}\,\Omega\cdot m$;一个典型的半导体的电导率大约在 $10^{-5}\sim10^{3}\,\Omega\cdot m$ 之间,取决于温度的大小。从微观的角度如何解释电导率的不同呢?

回答这个问题要借助电子的量子理论。经典物理学认为金属电子的能量可以是任意值,也就是说能量值是连续变化的(这里认为在离原子核无限远处,电子的能量是零。相对于零参考点来说,越靠近原子核,电子有越负的能量,负能量表示正原子核与电子之间有吸引力,这就是电势能)。但是,量子论对金属电子的描述表明电子的能量是一些离散值,这是由于电子的波动性,就像细绳上的驻波仅在离散频率时存在。图 2.20 所示的能级表给出了一个电子可能的能量级(忽略了晶格的影响),但每一个能级上不是必有电子的。

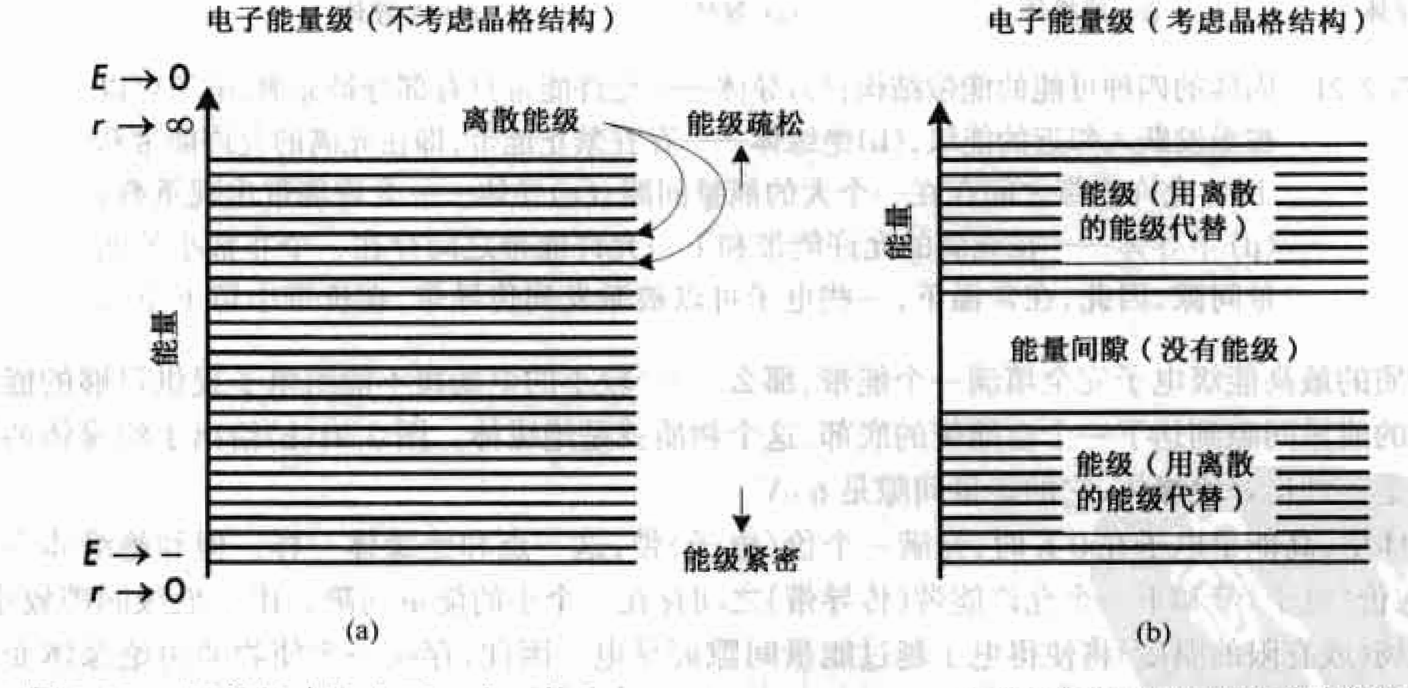


图 2.20 (a)能级表给出了一个固体内部电子的所有可能的能量级;但没有考虑原子晶格结构的影响;(b)能级表列出了具有规则原子晶格结构的一种物质的电子所有可能的能级。电子的能量被严格地限制在允许的能带里,在一个大的能量间隙里是没有任何电子的,即使在允许的能带里,所有可能的电子能量也是紧密分布在离散的能级上的

当一组原子形成一个规则的晶格时,电子的能量值就已经确定了,为一些离散的能量区域,称为允许的能带。能带以外的区域被称做能量间隙,能量间隙是没有电子的区域,即使放入一个电势能呈周期变化的金属正晶格粒子,能量间隙中也没有波的传播。以原子物理的电子伏特范围来衡量,这些能量间隙是非常大的。另外,能带表中表示的能级只是列出了电子能级的可能值,在这些能级上可能有电子,也可能没有电子。

量子物理有一个有趣的特性,叫做泡利排斥原理,该原理在确定物质属性的时候起关键作用。泡利排

斥原理说的是在一个原子中没有两个电子能处在同一量子态。量子态的最小公约数是旋转量子数 m_s,它表明反向旋转的两个以上的电子是不可能在同一个能级上的。假如考虑一个处在平衡状态的含有许多自由电子的固体,电子充满在最低的允许能带中。每次上升两个能级,这些能量降低的电子将被更紧地束缚,被叫做内层电子。当所有电子都被放在最低的能量态时,只剩下两种可能的结果,一种是,被充满的最高能级位于能带的中间某个位置;第二种是,电子完全填满一个或更多的能带,假设在足够低的温度下,物质中的电子不会由于热效应跃入较高的能级。

如果接入电压源,通过施加电场给自由电子增加能量,处在较低能级的电子无法获得能量,因为它不能跃入已被充满的较高能级。仅有那些处在最高能级的电子才能获得能量,然后跃入最靠近的空的能级。电子只充满部分能带的物质是导体,当处在较高能级的电子自由移动到空的能级的瞬间,就形成了电流。电子从低能级跃入高能级被称为激发。允许电子占据的能带被称为价(电子)带,允许电子跃入的空能带被称为传导带。导体的能带结构如图 2.21(a)和图 2.21(c)所示。

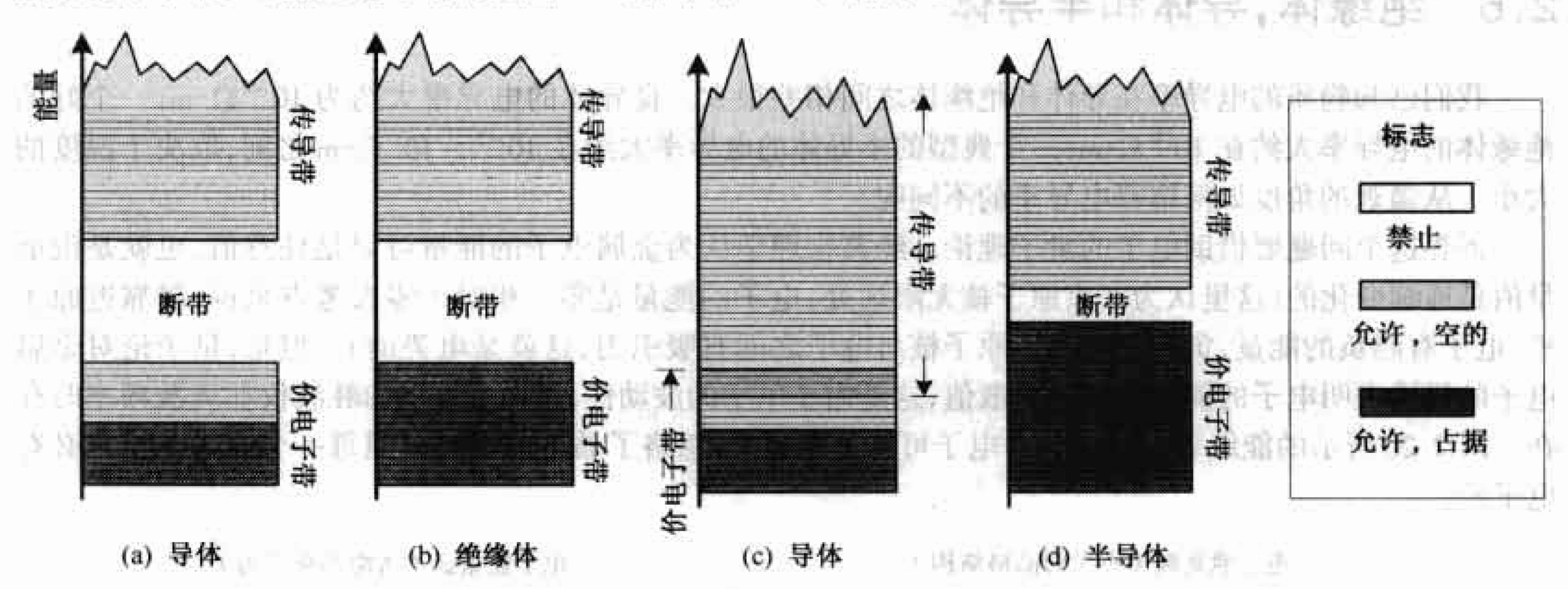


图 2.21 固体的四种可能的能带结构:(a)导体——允许能带只有部分被充满,电子可以被激发跃入邻近的能级;(b)绝缘体——存在禁止能带,即在充满的允许能带和下一允许能带之间存在一个大的能量间隙;(c)导体——允许能带出现重叠;(d)半导体——在充满的允许能带和下一允许能带之间存在一个非常小的能量间隙,因此,在常温下,一些电子可以被激发到传导带,在价带中留下空穴

如果物质的最高能级电子完全填满一个能带,那么,一个较小的电场将不能给电子提供足够的能量使其越过较大的能量间隙到达下一个空能带的底部,这个物质就是绝缘体。图 2.21(b)给出了绝缘体的能带结构。钻石是一种良好绝缘体,它的能量间隙是 6 eV。

在半导体中,高能量电子在 0 K 时,充满一个价(电子)带,这一点和绝缘体一样。但和绝缘体不同的是,半导体在价(电子)带和下一个允许能带(传导带)之间存在一个小的能量间隙。由于能级间隙较小,一个适当的电场(或有限的温度)将使得电子越过能量间隙而导电。因此,存在一个使物质由绝缘体变成导体的最小的电场。硅和锗是半导体,它们的能量间隙分别是 1.1 eV 和 0.7 eV。对于半导体来说,温度升高将给部分电子足够的热能,使其越过能量间隙。对于一般导体来说,温度升高将增大导体的电阻率,这是由于原子更剧烈的振动阻碍电子的流动。半导体的温度升高使更多的电子进入允许的空能带,其电阻率反而降低了。

当处在价带的半导体的电子越过能级间隙而导电时,它留下了空穴。其他处在价带且靠近能级上部的电子将进入空穴,又留下了它们自己的空穴,接着会有其他电子移入到这些空穴中,如此下去,空穴就像是一个导电的正电荷,它充当了正电荷的携带者。半导体中,一个从价带激发到传导带的电子就是这样起了双重的导电作用。

除了自然界固有的半导体,例如硅和锗之外,还有化合物半导体,例如砷化镓。其他半导体则是通过将杂质掺入硅晶格而制成的,例如,用磷,镓和锑元素组中的一个原子替代硅晶格中的原子,而硅晶格本身

不会受到太大影响。但是,每一种杂质在其价带里的电子比硅原子的电子多,这些额外的电子在价带中没有位置,就会去占据传导带的位置而导电。含有这种杂质的半导体被称为N型半导体,其中额外的电子被称为施主电子。

硼,铝和镓这一类化学元素组的原子中的价电子少于硅原子的价电子,如果把它们的一个原子作为杂质加入硅晶格中,结合晶格所需的电子数就不够了,所缺电子必须由物质晶格中的价带电子来提供,这样在这个价带中就会形成空穴。这些空穴起了携带正电荷的作用。杂质原子被称为受主原子,内部含有这种杂质的半导体被称为P型半导体。

后面将看到N型和P型半导体是如何被用在二极管中起单向导通作用和用在晶体管中起电压控制电流的开关作用的。

2.7 热和功

在2.3节中,给出了功率定理,定理表明如果测得一个设备中的电流以及加在设备上的电压,则设备消耗的功率为:

$$P = VI \tag{2.9}$$

功率定理表示了一个电路消耗了多少功率,而没有说功率是怎么消耗的。让我们考虑一个有两个引出端的黑盒子,盒子中的未知电路可以包含各种电气设备,例如,电阻,电灯,电动机或晶体管。如果用电流表和电压表或功率表能测得流进黑盒子的电流和它两端的电压,则应用功率定理,把测得的电流和电压相乘,就可以得到黑盒子消耗的功率。以图2.22为例,当施加10 V电压时测得电流为0.1 A,那么黑盒子消耗的总功率为1 W。

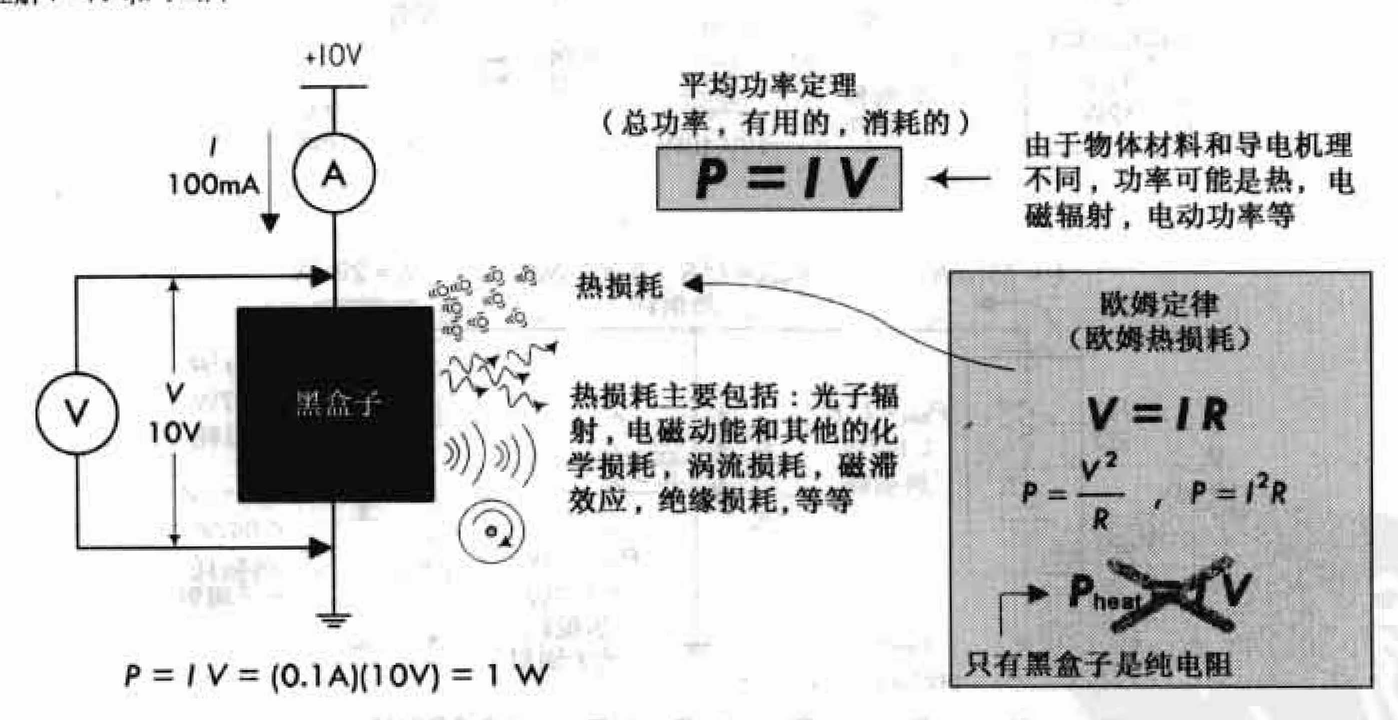


图2.22 求解黑盒子中的功率

知道黑盒子消耗了多少功率是非常有用的,使我们不仅可以快速测量功率消耗,在后续章节中可以看到它还可以简化电路分析。计算消耗的功率有多少转化为热的问题也是有意义的(进入晶格中能量,通过其振动发射热量等),但如果无法看到黑盒子的内部,这个热量实际是无法计算的,因为,盒子内的电气设备开始阶段吸收的能量用来做了有用功,例如在电机的转子和定子电枢中产生磁场使转子旋转;或在纸盆扬声器的发声线圈中产生磁场来压缩空气;或产生光能,无线电波,等等。这些都是功转化为其他形式的能量。而像加剧化学反应、产生磁滞效应或产生变压器涡流则是功转化为热能的例子。

只有在黑盒子内只有理想电阻的情况下,可以说全部功率转化为热能。把欧姆定律代入功率定理方程中,可以得到:

$$P = VI = V(V/R) = V^2/R \tag{2.10}$$

或

$$P = VI = (IR)I = I^2R$$

在上述方程中,功率消耗产生了热,这种热叫做欧姆热或焦耳热或 I^2R 损耗。可以解释上述定理的含义是,假设黑盒子吸收 1 W 的功率,由给定的功率和电流,很容易计算出黑盒子的电阻为:

$$R = \frac{P}{I^2} = \frac{1\ \mathrm{W}}{(0.100\ \mathrm{A})^2} = 10\ \Omega$$

也可以说电阻为 10 Ω 的黑盒子会产生 1 W 的热量。可以看出,这个假设是有误差的,因为,若不能确定黑盒子内部的工作机制,就不能确定设备做的有用功。分析电路时,人们经常把电路的负载(黑盒子)看做是一个电阻,作为求解一个特定变量时的结果,但这只是分析的技巧,不能用来确定到底产生了多少热量,除非黑盒子内就是电阻。

下面的例子说明了功率如何被利用以及有多少功转化为热能。

图 2.23 这个电路吸收的全部电功率被转换成有用功和热。电路吸收总功率为:

$$P_{tot} = IV = (0.757\ \mathrm{A}) \times (12\ \mathrm{V}) = 9.08\ \mathrm{W}$$

(12 V 是电池端子开路时的测量值,即电池没有和其他电路连接)注意这里输入功率的一部分被电池的内阻、导线的内阻以及发光二极管的限流电阻所消耗。用于使灯泡和发光二极管发光的功率为有用功。但是,由于不能把设备的热损耗从产生光的功率中分离出来,因此必须对设备应用功率定理,并使其满足功率定理。根据能量守恒定律(或者功率守恒定律),电路中的各项功率之和应该等于总功率。

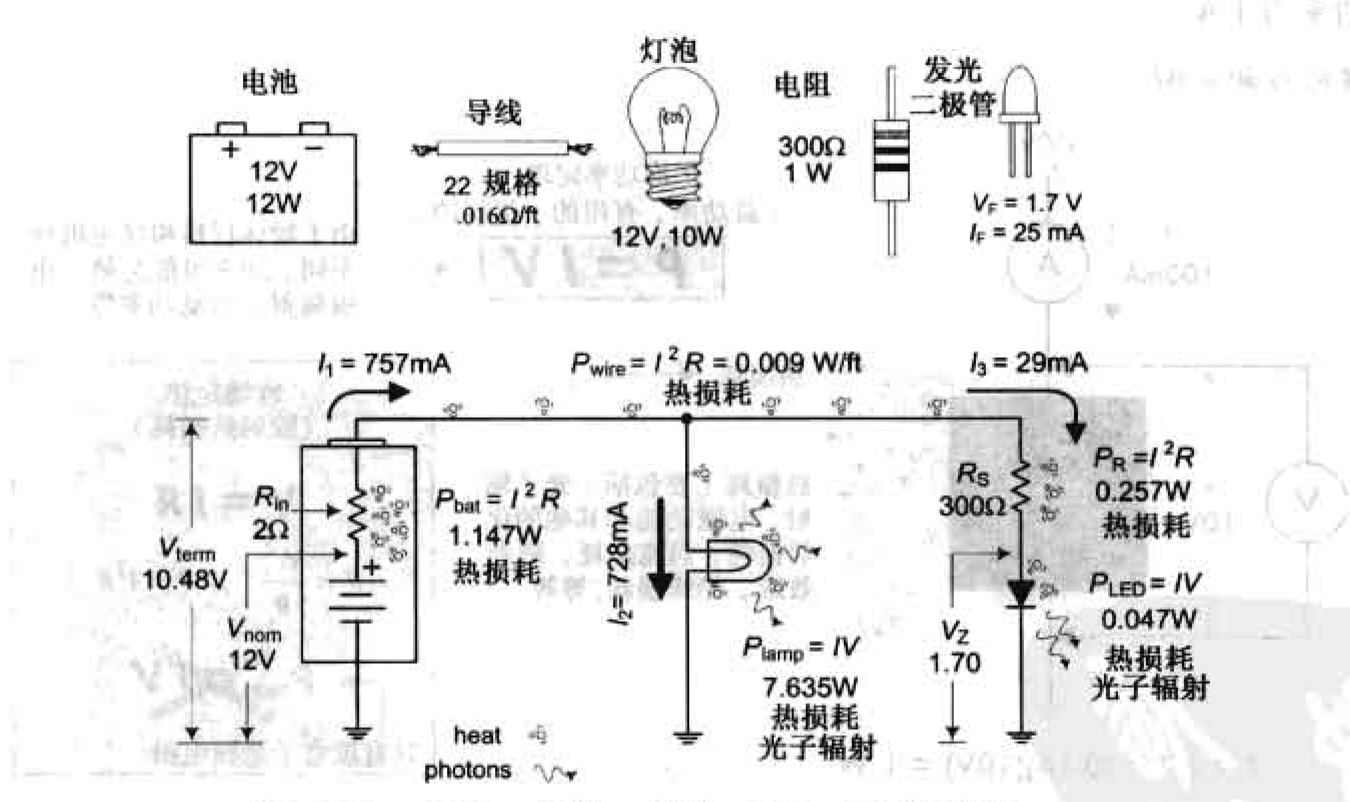


图 2.23 将电功率转换成有用功和热

例 1:现有一电流表和一电压表,测得一计算机的电流为 1.5 A,电压为 117 V。问计算机消耗了多少功率?能否说这些功率就是热损耗?

解:$P = VI = (1.5\ \mathrm{A}) \times (117\ \mathrm{V}) = 177\ \mathrm{W}$。要明确计算机的热损耗实际是无法测量的,除非把计算机拆卸开来。

例 2:确定长为 1 m,直径为 1 mm 的圆柱棒的电阻,设圆柱棒的材料分别为铜,黄铜,不锈钢和石墨。如果流过圆柱棒的电流为 0.2 A,试分别计算出它们的热损耗。

解：

$$R=\rho\frac{L}{A}=\rho\frac{L}{\pi r^2}=\rho\frac{1\ \mathrm{m}}{\pi(0.001\ \mathrm{m})^2}=\rho\frac{1\ \mathrm{m}}{3.14\times10^{-6}\ \mathrm{m}^2}=\rho(3.18\times10^5\ \mathrm{m}^{-1})$$

根据表2.2

$$\rho_{copper}=1.72\times10^{-8}\ \Omega\mathrm{m},\ \rho_{brass}=7.0\times10^{-8}\ \Omega\mathrm{m},\ \rho_{steel}=7.2\times10^{-7}\ \Omega\mathrm{m},\ \rho_{graphite}=3.5\times10^{-5}\ \Omega\mathrm{m}$$

把上式代入电阻的表达式中，得：

$$R_{copper}=5.48\times10^{-3}\ \Omega,\ R_{brass}=2.23\times10^{-2}\ \Omega,\ R_{steel}=2.31\times10^{-1}\ \Omega,\ R_{graphite}=11.1\ \Omega$$

利用式(2.10)，得热损耗为：

$$P_{copper}=2.2\times10^{-4}\ \mathrm{W},\ P_{brass}=8.9\times10^{-4}\ \mathrm{W},\ P_{steel}=9.2\times10^{-3}\ \mathrm{W},\ P_{graphite}=0.44\ \mathrm{W}$$

2.8 热传导和热阻

能量是如何转变成热的？在气体内部，热传递就是气体分子之间碰撞时的能量传递。处于高温下的气体分子有较大的动能，它们快速向周围运动，当进入温度较低的区域时，快速运动的热气体分子把能量传递给运动较慢的分子。由于气体的分子密度较小，因此认为气体几乎是不导热的。

在非金属中，热传递是由于晶格振动引起能量传递的结果。在固体靠近火焰的部位，原子振动剧烈，把能量传递到原子振动较小的区域，晶格的相互运动以波传播的形式使热传递增强，这一现象在量子学中，被量化为声子。非金属的导热系数主要取决于晶格结构。

对于金属来说，热传递是晶格振动效应(如非金属一样)以及运动的自由电子的动能传递的结果。在室温下，大多数金属内部的自由电子的运动速度是非常快的，约为 10^6 m/s。即使从量子力学的角度，也可以把这些电子看成是浓密的气体，当加热时，它的全部能量增加，同样能传递这一能量到金属的温度较低的部位。需要注意的是，当金属的温度升高时，由于晶格振动加剧以及分子热运动速度加快，使自由电子的漂移速度降低，整个金属的电阻也增大了，外部施加的电场几乎不能影响电子。由于金属有自由电子使其成为最好的导热体。

在温度为 T 时，一个物体的能量和其内能有关，内能是其内部原子、分子、电子运动的结果。然而，用热这个字来表示内能，如"物体具有热"是不正确的。热是用来描述能量从高温物体传递到低温物体的过程。根据描述能量守恒的热力学第一定律，系统的内能变化量 ΔU 等于系统吸收的热 Q_H 和系统所做的功 W：$\Delta U=Q_H-W$。如果认为系统不做功，则 $\Delta U=Q_H$。这一假设说明不能用热来衡量系统的内能，但可以衡量内能的变化。上述概念形成的主要原因是由于系统的实际内能是很难确定的，而系统内能的变化却是更有意义和可测量的。

在实际应用中，更关注的是热传递的比例，即由于加热而引起的功率损耗。借助于实验数据，可以用以下公式来确定一些材料的导热性能：

$$P_{heat}=\frac{\mathrm{d}Q_H}{\mathrm{d}t}=-k\nabla T \tag{2.11}$$

式中，k 为材料的导热系数，单位是 W/m ℃。∇T 是温度梯度：

$$\nabla T=\left[i\frac{\partial}{\partial t}+i\frac{\partial}{\partial t}+k\frac{\partial}{\partial t}\right]T$$

对大多数人来说梯度的概念可能有些难懂，但它是用时间 t 来描述三维温度分布的简便方法。为了方便起见，可以用二维来近似三维。在静态条件下，二维梯度可以用面积 A 和厚度 L 表示为：

$$P_{heat}=-k\frac{A\Delta T}{L} \tag{2.12}$$

式中 $\Delta T = T_{hot} - T_{cold}$。$T_{hot}$ 和 T_{cold} 是长度为 L 的材料两端的温度测量值,如图 2.24 所示,材料可以是钢,硅,铜,PC 主板,等等。

当一块材料的一端处于高温时,热将通过材料从高温端传递到低温端。热传递比例,或由于加热消耗的功取决于材料的热阻。而热阻又与材料的几何尺寸及材料的热阻系数有关。这里用一个类似于电阻的符号来表示热阻。表 2.4 给出了各种材料的热阻系数。

表 2.4 典型热阻系数(λ),单位为 m℃/W

材 料	λ	材 料	λ	材 料	λ
钻石	0.06	铅	1.14	石英	27.6
银	0.10	铟	2.1	玻璃(774)	34.8
铜	0.11	氮化硼	1.24	硅油	46
金	0.13	氧化铝瓷	2.13	水	63
铝	0.23	科瓦铁镍钴合金	2.34	云母	80
氧化铍瓷	0.24	金刚砂	2.3	聚乙烯	120
[化]钼酸盐	0.27	钢铁(300)	2.4	尼龙	190
黄铜	0.34	镍铬铁合金	3.00	硅橡胶	190
硅	0.47	碳	5.7	聚四氟乙烯(塑料,绝缘材料)	190
铂	0.54	铁酸盐	6.3	PPO	205
锡	0.60	耐高温陶瓷	11.7	聚苯乙烯	380
镍	0.61	环氧(高电导率)	24	聚脂薄膜	1040
焊锡	0.78			空气	2280

导热系数 k 类似于电导率,导热系数的倒数称为热阻系数 λ。这两个参数,一个表示材料有良好的导热性能,而另一个则表示材料的导热性能不好,两者的关系是:$k = 1/\lambda$。

如果考虑材料的几何尺寸,可以建立类似于电阻的热阻 $\mathfrak{R}_{therm}$ 的概念。$\mathfrak{R}_{therm}$ 与材料的横截面积 A、长度 L、导热系数 k 或热阻系数 λ 的关系为:

$$\mathfrak{R}_{therm} = \frac{L}{kA} \quad 或 \quad \mathfrak{R}_{therm} = \frac{\lambda L}{A} \tag{2.13}$$

热阻的单位是℃/W。

结合以上各式,那么通过一块材料从一个温度点传递到另一温度点的传热功率就可以表示为:

$$P_{heat} = \frac{dQ_{heat}}{dt} = k\left(\frac{A}{L}\right)\Delta T = \frac{1}{\lambda}\left(\frac{A}{L}\right)\Delta T = \frac{\Delta T}{\mathfrak{R}_{therm}} \tag{2.14}$$

$$(k = 导热系数)(\lambda = 热阻系数)(\mathfrak{R}_{therm} = 热阻)$$

图 2.24 热阻的定义

式(2.14)的特性类似于欧姆定律,因此,可以用与电路问题相同的原理和方法来求解热流问题。以下就是两者物理量的对应关系:

导热系数 k [W/m℃]	电导率 σ[S/m 或(Ωm)$^{-1}$]
热阻系数 λ[m℃/W]	电阻率 ρ[Ωm]
热阻 $\mathfrak{R}_{therm}$[℃/W]	电阻 R[Ω]
热流 P_{heat}[W]	电流 I[A]
温度差 ΔT[℃]	电势差或者电压 V[V]
热源	电流源

例 1:已知 0.1 m 长的 12 号铜导线一端被功率为 25 W 的电烙铁加热,另一端固定在一个无限大的金属散热片上,设环境温度为 25℃(77℉)。试计算导线的温度。

解:首先,计算铜导线的热阻(12号导线的直径为2.053 mm,横截面积为3.31($\times10^{-6}$m^2)

$$\mathfrak{R}_{\text{therm}}=\frac{L}{kA}=\frac{(0.1\text{ m})}{(390\text{ W/m°C})\times(3.31\times10^{-6}\text{ m}^2)}=77.4\text{°C/W}$$

然后,根据实际情况,假设25 W的电烙铁传递给导线的热量仅有10 W,求解热流方程得到:

$$\Delta T=P_{\text{heat}}\mathfrak{R}_{\text{therm}}=(10\text{ W})\times(77.4\text{°C/W})=774\text{°C}$$

则导线加热端的温度估算值为:

$$25\text{°C}+\Delta T=799\text{°C}\ (\text{或}1470\text{°F})$$

在上述例子中,假设静态条件是很重要的,即认为电烙铁放置在加热部位上已有很长时间了。另一重要点是假设只传递10 W的热量,其余大量的热量辐射到空气中和传递到电烙铁的手柄上,等等。不管怎样,在一定的功率下,上述问题中的物体变得非常热了。

2.8.1 热产生的重要性

在电子学中,热的产生问题(烤箱,吹风机,热水器,等等)是被关注的问题。但是大多数情况下热代表功率损耗,应该尽可能地使功率损耗最小,或者说在选择设备时,至少应该考虑热的产生问题。所有的实际电路元件,不仅是电阻器,像电容器、变压器、晶体管和电动机都具有内阻,尽管这些内阻经常被忽略,但在一些情况下,元件的内阻是不能被忽视的。

当无意识产生的热使得电路元件的温度升高到临界温度时,出现的重要问题是会引起诸如爆炸、熔化使设备烧毁,或一些其他的灾难事件。对于一个电路元件来说至少要面对热损耗导致的元件特性的改变,例如造成电阻值的变化进而导致电路行为的不良效应。

为了避免由于热的产生引起的问题,应该选择元件的额定功率是其实际消耗的最大功率的2~3倍或更多倍。有时热的产生使元件的参数发生变化,因此,最好应该选择温度系数较低的元件。

散热(更确切地说,有效地把产生的热量清除掉)在中高功率电路中变得非常重要,例如电源、放大器、发射电路和含有功率晶体管的虚功(power-hungry)电路。为了把元件的工作温度降低到临界温度以下,有各种技术可以用来把电路中的热量散发掉。间接的方法包括用散热片、细致地规划电路元件的布局以及通风。散热片是一种特殊的设备,作用像导体的冷却液,通过增大温度敏感设备在空气中的辐射面把热量散出。直接的方法包括用风扇强迫通风,或者使用某种冷却液。我们将在书中讨论这些方法。

例1:图2.25显示了一个集成电路的薄膜电阻。设接地板的温度为80℃,如有2 W的功率通过0.1×0.2(100 W/in^2)的表面散发掉,试求电阻的温度。

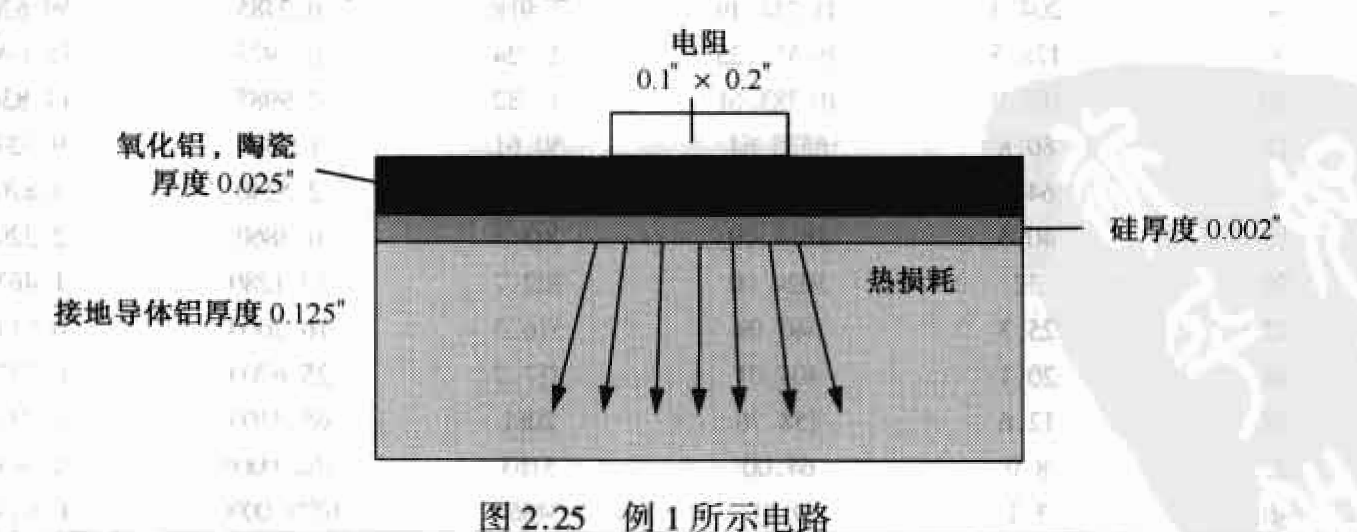


图2.25 例1所示电路

解:在热传递过程中有三种不同的介质,必须考虑每一种介质的热传导。借助式(2.14)和表2.4,可以得到通过每一区域传递的热量:

$$\Delta T_{1\text{-}2\text{ (in ceramic)}}=\lambda_{\text{ceramic}}\left(\frac{L}{A}\right)P_{\text{dis}}=\frac{(2.13)\times(0.025)\times(2)}{(0.1)\times(0.2)}=5.3\text{°C}$$

$$\Delta T_{2\text{-}3\text{ (in grease)}} = \lambda_{\text{grease}}\left(\frac{L}{A}\right)P_{\text{dis}} = \frac{(46)\times(0.002)\times(2)}{(0.1)\times(0.2)} = 9.2°\text{C}$$

$$\Delta T_{3\text{-}4\text{ (in aluminum)}} = \lambda_{\text{aluminum}}\left(\frac{L}{A}\right)P_{\text{dis}} = \frac{(0.23)\times(0.125)\times(2)}{(0.1)\times(0.2)} = 2.9°\text{C}$$

把以上结果相加得:

$$\Delta T_{1\text{-}4} = 5.3°\text{C} + 9.2°\text{C} + 2.9°\text{C} = 17.4°\text{C}$$

把上述结果加上接地板的温度 80℃,得电阻温度的最大估算值约为 100℃。这只是保守的估计,因为忽略了横向的热传导。

2.9 导线规格

在 2.5 节中,我们看到铜导线中的电流密度随着导线直径的增加而减小。正像已经指出的那样,较大的电流密度意味着电子和铜晶格离子的碰撞更多,因此导线的温度将升高。当电流密度变得如此之大,致使振动效应能够克服铜晶格的结合能,导线将熔化。使导线熔化的温度称为导线的熔点。为了防止熔化发生,相对于预期的电流,应该选择合适的导线尺寸。导线尺寸的大小用导线规格数来表示(参见图 2.26),一般采用美国的导线规格(AWG)作为共同标准——较小的规格数对应较大直径的导线(高电流容量)。表 2.5 列举了一少部分 AWG 导线。在 3.1 节中将提供更详细的关于导线和电缆的标准。

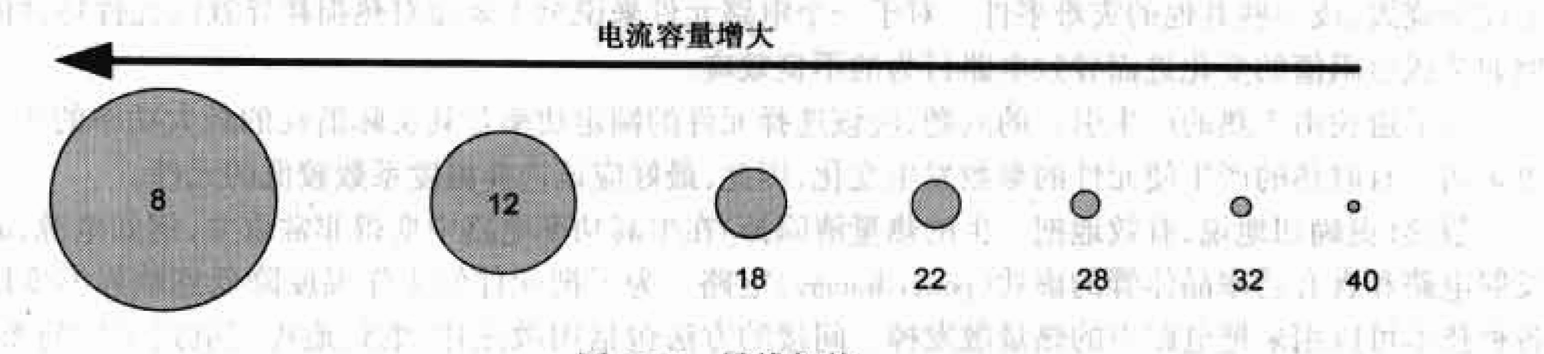


图 2.26 导线规格

表 2.5 铜导线的规格(裸线和漆包线)

线规(大小)(AWG)	直 径 (MILS)*	截 面 积 (CM)+	一磅重的裸线的长度	一千英尺①长导线的电阻	最 大 电 流 (AMPS)
4	204.3	41 738.49	7.918	0.2485	59.626
8	128.5	16 512.25	25.24	0.7925	18.696
10	101.9	10 383.61	31.82	0.9987	14.834
12	80.8	6528.64	50.61	1.5880	9.327
14	64.1	4108.81	80.39	2.5240	5.870
18	40.3	1624.09	203.5	6.3860	2.320
20	32	1024.00	222.7	10.1280	1.463
22	25.3	640.09	516.3	16.2000	0.914
24	20.1	404.01	817.7	25.6700	0.577
28	12.6	158.76	2081	65.3100	0.227
32	8.0	64.00	5163	162.0000	0.091
40	3.1	9.61	34364	1079.0000	0.014

* 1 mil = 0.001 in 或 0.0254 mm。

+ 一圆密耳(CM)是一个面积单位,表示直径为 1 mil 的圆面积。一个导线的 CM 面积就是 1mil 的平方。

图 2.26 中导线的直径是相对的,与规格不成比例关系。

① 1 英尺 = 0.304 8 m——编者注。

例1:把一负载设备连接到距离10英尺的12 V电压源上,已知其输出功率在0.1 mW至5 W之间。根据表2.5提供的数据,试确定可以安全承载任意流经负载的电流的最小导线规格。

解:由于需要关注的是最大功率,因此应用功率定理可得:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{5\ \mathrm{W}}{12\ \mathrm{V}} = 0.42\ \mathrm{A}$$

根据表2.5提供的数据,可供选择的只有22号导线,其额定工作电流为0.914 A。也可以保守一些,选择18号导线,其额定工作电流为2.32 A,这是因为导线的长度较短,认为导线上的电压降很小,可以忽略其长度。

例2:一个10 Ω的加热器由120 V的交流电源提供功率。试计算流过加热器的电流并确定用于连接加热器的导线规格。

解:120 V交流电源是家用电压,120 V为正弦电压的有效值,这些概念将会在交流电路中讨论。可以采用直流功率的计算方法来计算电阻上的功率损耗,即:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(120\ \mathrm{V})^2}{10\ \Omega} = 1440\ \mathrm{W},\quad I = \frac{P}{V} = \frac{1440\ \mathrm{W}}{120\ \mathrm{V}} = 12\ \mathrm{A}$$

显然10号规格的导线可以承载以上所得的电流,但8号规格的导线会更安全一些。

例3:为什么不能把导线直接连接到电压源的两端?假设将12号规格的导线直接连接到输出电压为120 V的交流电源两端,你认为会发生什么问题呢?如果换成12 V的直流电源或1.5 V的电池又会怎样呢?

解:连接120 V交流电源时,将会引起一个巨大的电火花,很可能会使导线熔化,如果导线没有绝缘的话,或许就会有触电的危险。但更可能发生的是,由于导线电阻很小,使其中的电流很大,当流过开关的电流很大时,家用电路的开关就会跳闸。一些开关的额定电流为10 A,有些为15 A,取决于用电设备。用一个理想的直流电源供电,将可能使其内部的开关跳闸,或熔断保险丝。若是一个不好的直流源,则会破坏内部电路。如果是一个电池,由于电池有内阻,将会导致电池发热。电池内阻的损耗使电流减小,电池很快就会被耗尽,甚至可能损坏电池,更严重的情况是电池爆裂。

2.10 接地

通过2.3节我们已经知道电压是一个相对的量。例如,说电路中某一点的电压为10 V是没有意义的,除非与电路中另一点的电压值做比较。通常定义电路中的一点为0 V参考点,把这一点作为测量电路中其他各点电压的基准。这一点通常叫做接地,常用图2.27所示的符号表示。

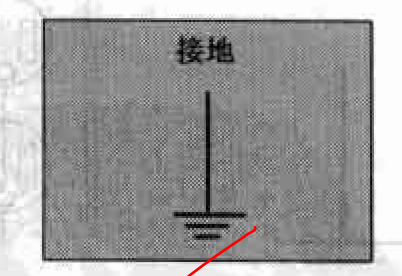


图2.27 接地符号

图2.28给出了几种通过选择接地点来定义电压的方法,并简单地把接地点用0 V标记。单个电池的两端子之间的电压为1.5 V,简便的方式是把电池的负极端看成0 V参考点,那么相对于0 V点来说,电池的正极端电位就为1.5 V。0 V参考点,即电压的负极被称为返回端。如果在电池两端接一灯泡或电阻负载,负载电流将流回到电源的负极端。

图2.28(b)的电路是两个电池的串联,这种连接方式得到的总电压是两个电池电压的叠加,即总电压为3.0 V。若把0 V参考点放置在最下端,那么1.5 V和3.0 V点的位置如图2.28(b)所示。若在串联电池的两端接一负载,那么负载电流将流回到位于下面的电源的负极端,这个负极端既是电流的返回端,也是0 V参考点。

如果把0 V参考点设定在两个电源的连接处,如图2.28(c)所示,就可以形成分压,即相对于0 V参考点来说,得到+1.5 V和−1.5 V电位点。许多电路要求有相对于0 V参考点的正、负电压,此时,0 V参考点成为公共的电流返回端。如收音机电路中的信号为正弦信号,相对于0 V参考点来说,正、负电压点是交替变化的。

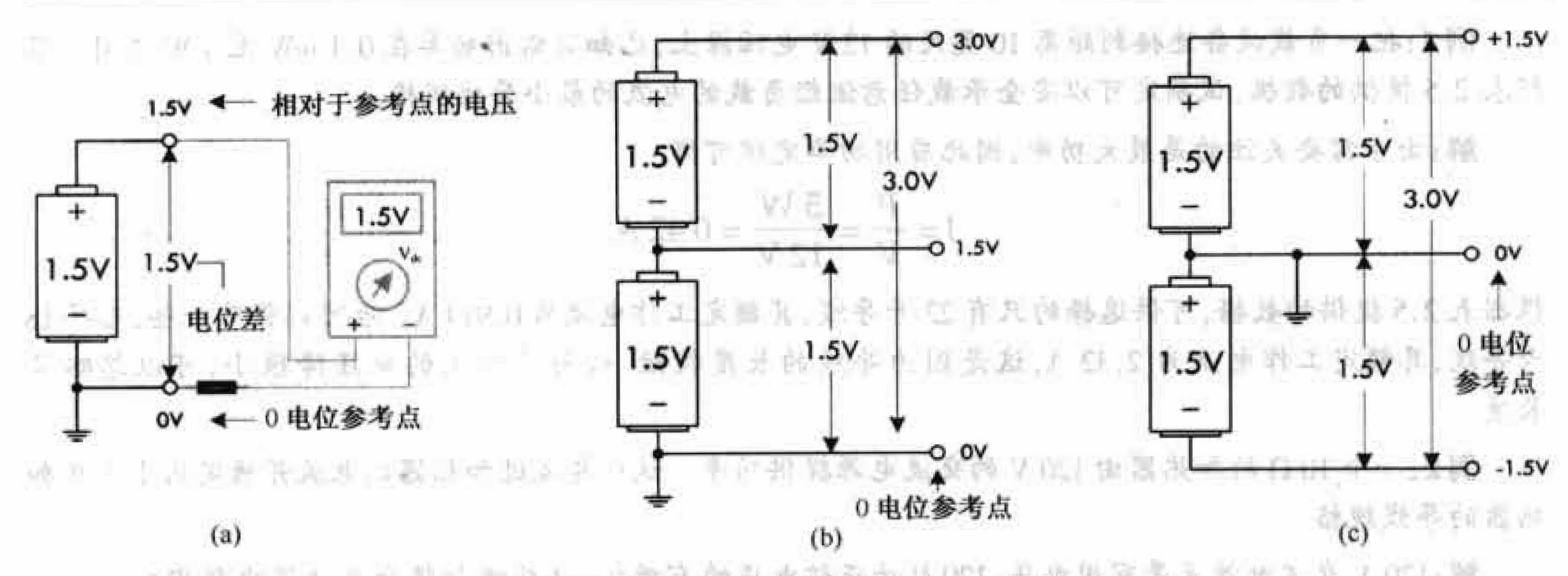


图 2.28　几种通过选择接地点来定义电压的方法

目前，大家都采用图 2.27 所示的接地符号表示 0 V 参考点或电流返回端。但是，需要指出的是，这里的 0 V 参考点实际上是假设与大地的连接，物理上与大地的连接是通过把导体埋入大地中来实现的。无论怎样，接地符号具有双重含义，对于初学者来说这是经常容易混淆的地方。

2.10.1　大地

与大地连接的正确定义是指把一端连接的导体棒埋入大地至少 8 英尺。这个接地棒通过导线直接与开关盒中的接地棒以及室内的各种交流输出端相连接。连接导线为火线和零线，由绝缘导线或裸铜导线放置在同一电缆中制成。插座输出端的地端应该接地，埋入大地的金属棒道通常被看成是大地，如图 2.29 所示。

和大地的一个物理连接是很重要的，因为大地是一个中性物体，其上分布着等量的正电荷和负电荷。由于大地永远呈现中性，试图通过发电机、电池、静电发生器等方式改变大地的电势都将是无效的。任何引入大地的电荷都会迅速被大地吸收(通常认为大地湿润的泥土具有良好的导电性)，像这样的电荷交互作用发生在整个地球，交互作用最终达到平衡使净电荷量为零。

大地的实际功能是作为零电位参考(相对于其他物体来说)，由于其电位不会出现波动，这就使得可以方便和有效地把大地作为其他信号的参考。通过把各种电气设备和大地连接，使大地成为公共的参考电位，所有的电气设备共享同一个参考。

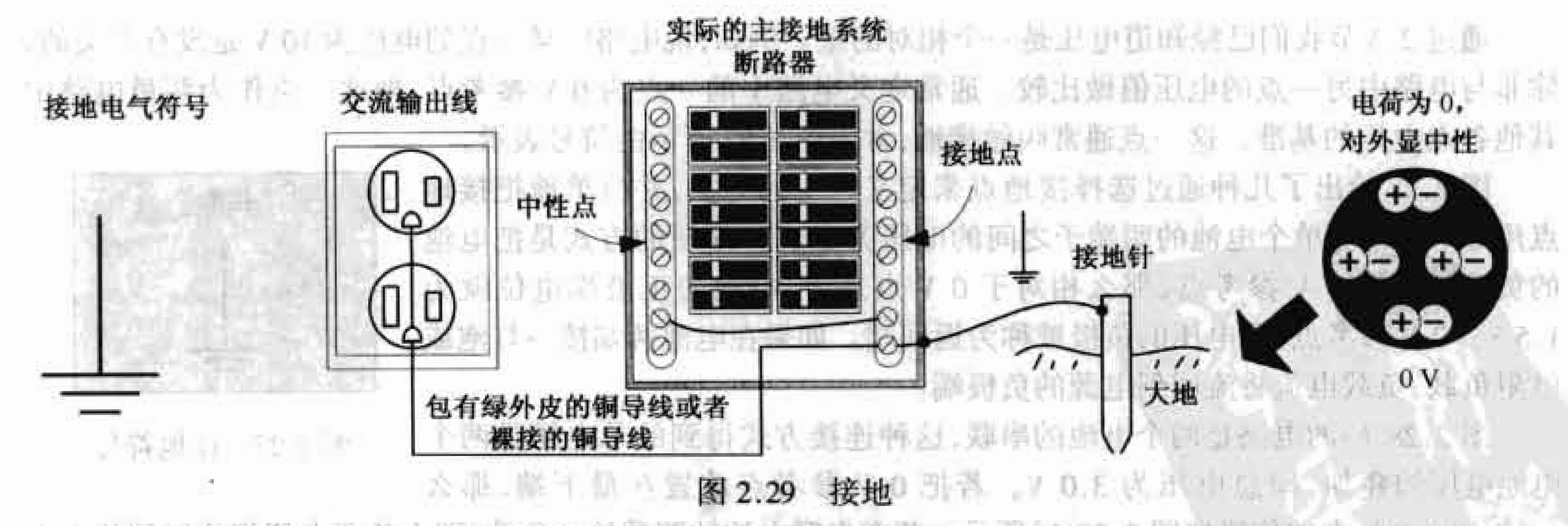


图 2.29　接地

将一个电气设备的某一处与大地做物理连接，通常是安装设备时通过电源线的接地线与接地网连接。典型的连接方法是把从电源出来的地线接到设备内部，更重要的是要把设备的内部与电流的返回端连接，这个返回端位于电路内部伸出支路的汇集部位，然后留出接地引线端。图 2.30 给出了连接实例，图中设备为用 BNC 和 UHF 连接器做输入和输出的示波器，函数发生器和普通视听设备。BNC 和 UHF 插座的输出部分连接到支路汇集部位的电流返回端(或电源)，同时，把与插座输出部分绝缘的中性导线连接到电源(或电流返回端)。现在重要的是把电流的返回端或输出端通过电源电缆与主接地线连接在一起。这里设电流返回端为大地，把大地作为电位参考点。在直流电源供电的情况下，每一个接地端与插座引线端的

连接像一串香蕉。为了使直流电源接地，必须使用跨接线把电源的负极和接地端连接在一起，如果没有跨接线，电源就处在悬浮状态。

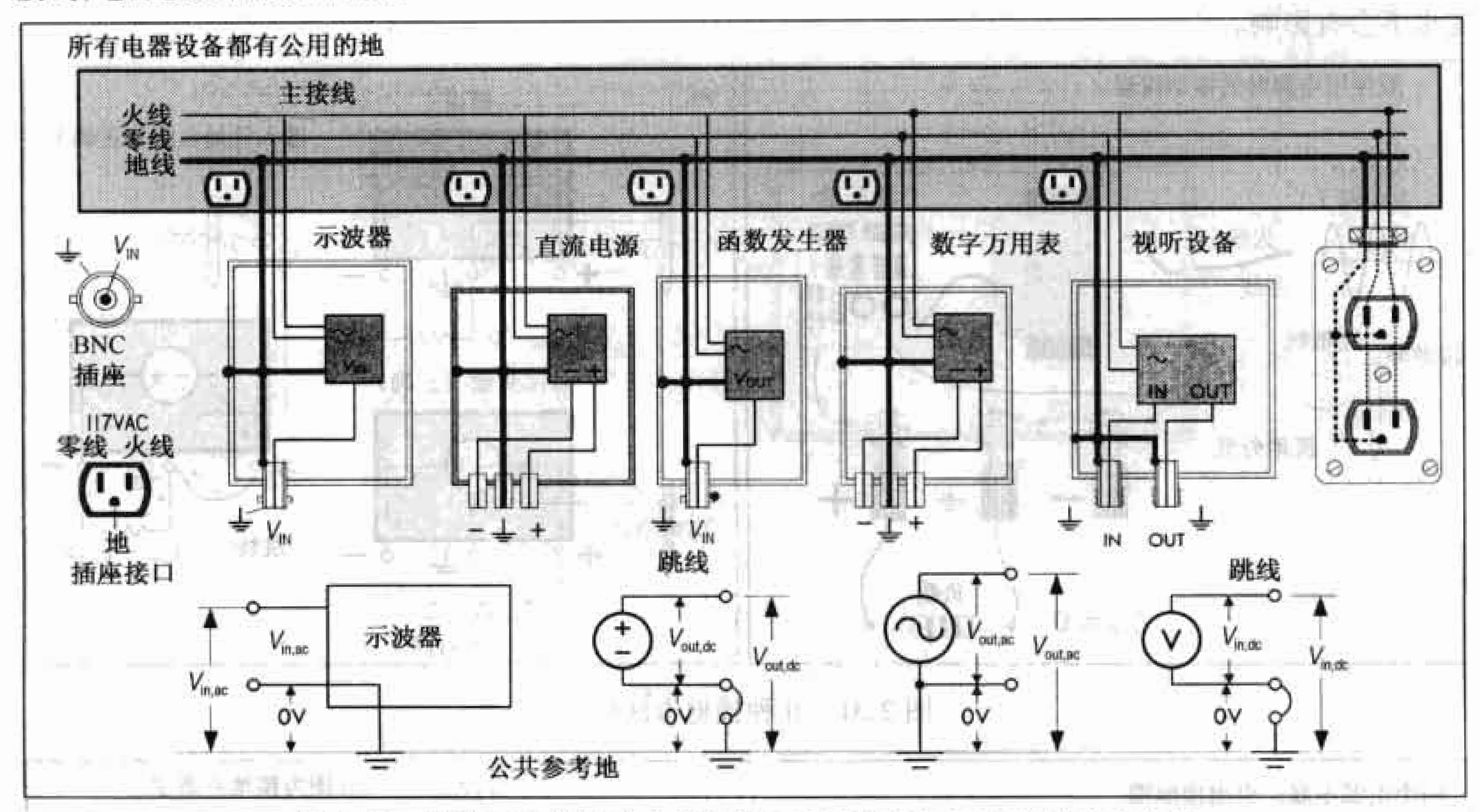


图 2.30 说明如何把各种电气设备和视听设备通过接地线共地连接

所有电气设备的接地部位都是共地的，可以通过测量实验室里任意两个分离的实验设备接地端之间的电阻来证明这一点。如果每一个设备都正确接地的话，那么测得的电阻为0(会有一点导线的内阻)。

接地除了起参考点的作用外，如果设备内部的某一部分被损坏或出现局部发热的话，接地处会发生电击穿。如果发热部位通过接地的三线电系统与接地输出端连接，那么从发热部位流出的电流将流入大地中，而不会流过人体(这是因为人体电阻较大)。一个防止触电事故的接地系统通常可以看成是直流接地。关于触电的危害和接地保护问题在后面交流电路中将进一步讨论。

当一个带静电的物体与敏感设备接触时，接地还可以消除静电放电(ESD)。如当人在地毯上来回走动时，人就可能成为带电体。一些集成电路容易受到静电放电(ESD)的攻击而损坏。通过设置接地垫或把接地线和正在工作的集成电路的敏感部分拧接在一起，就可以确保人体所带的静电荷在触摸物体前已导入大地，从而避免损坏芯片。

接地系统的另一个重要作用是给各种频段的无线电设备产生的杂散射频(RF)电流提供流入大地中的一条低电阻路径，这些设备包括电气设备，射频设备，等等。杂散射频会引发设备故障和射频干扰(RFI)问题。这个低电阻路径通常被叫做射频接地。大多数情况下，直流接地和射频接地由同一个接地系统提供。

一般接地错误

大多数情况下，前面提到的接地符号被用于表示电路图中电流的返回端，不表示物理意义上的接地，这一点对于初学者来说容易被混淆，尤其当遇到有正极端、负极端和接地端的三端直流电源时。正如前面介绍的，电源的接地端和设备的接地端是连接在一起的，并依次用导线连接到主接地系统上。初学者通常犯的错误是试图利用电源的正极端和接地端给负载(例如灯泡)提供功率，如图 2.31(a)所示。但是，这样的连接对电源来说没有构成完整的电流回路，所以电流不能从电源流出，负载电流将为0。正确的方法是要么把负载直接接到电源的正极和负极之间，构成一个悬浮负载，如图 2.31(b)所示。要么在地和电源负极端之间使用跨接线，构成一个接地负载，如图 2.31(c)所示。许多直流电路不需要接地，因为不接地对直流电路的性能也没有影响，例如，电池设备就不需要接地。

电路需要正电压和负电压，这就需要电源能够提供这两种电压。当电源提供正电压时，负极端是电流的返回端。当电源提供负电压时，正极端就是电流的返回端。如果将这两个端子连在一起，对负载电流就

形成一个共同的返回端,图 2.32 表示在电源的正、负极连接点形成一个共同的或悬浮的电流返回端。如果电路需要的话,悬浮的公共返回端可以和电源的接地端连接。一般来说,公共返回端不接地对于电路性能也不会有影响。

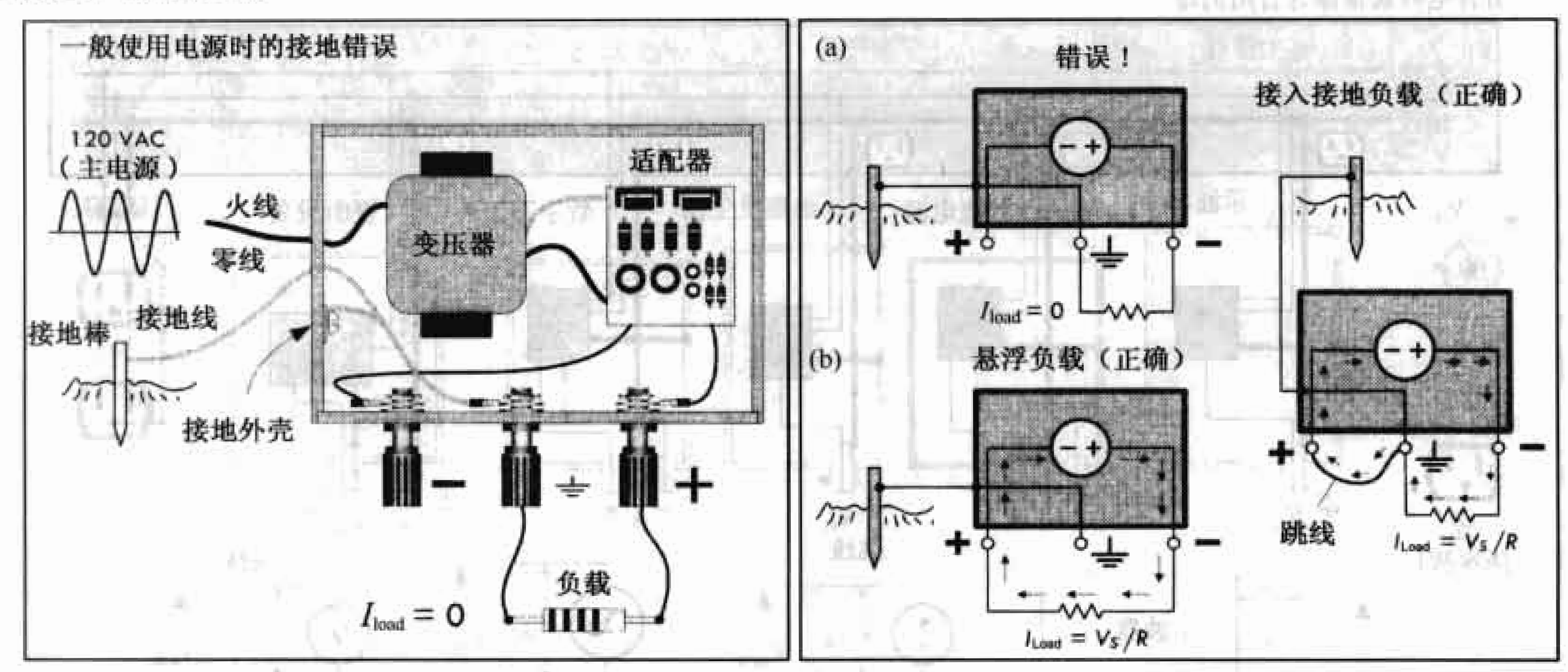


图 2.31 几种接地方法(一)

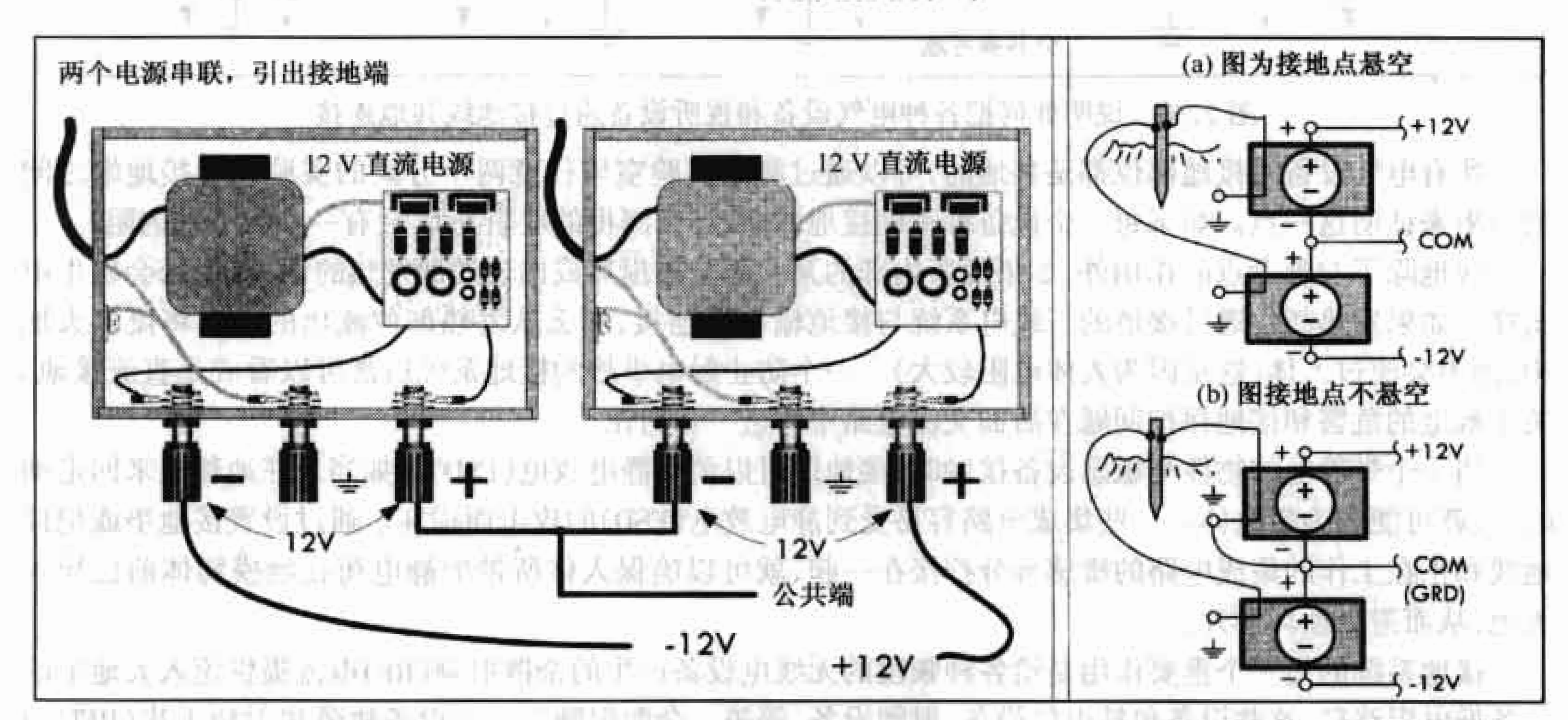


图 2.32 几种接地方法(二)

遗憾的是,在电子学中,接地符号被滥用了,对不同的人经常意味着不同的事物。如接地符号有时被用做 0 V 参考点,即使没有和大地真正地连接;有时又意味着电路中的一点和大地的实际连接;有时被用来表示一般的电流返回端,为了省去画电路图中的电流返回导线。把接地符号用做实际的接地返回端是不明智的,如图 2.33 所示。为了避免问题的复杂化,后面将讨论另一些可供选择的符号。

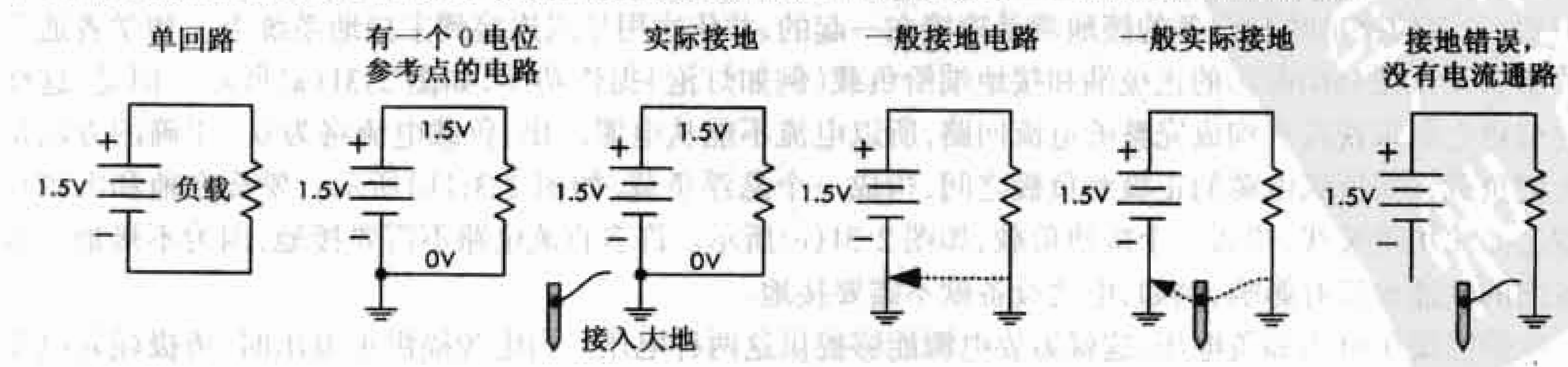


图 2.33 几种接地方法(三)

2.10.2 不同类型的接地符号

为了避免误解有关接地、电压参考点和电流返回端的含义，一些含义较为明确的符号被采用。图 2.34 给出了大地符号(表示大地或电压参考点)、框架或底座接地符号以及数字和模拟参考接地符号。不利的是对于数字和模拟接地来说，它们的共同电流返回端也有一点不明确。但是通常在电路图中会具体说明其使用的符号。

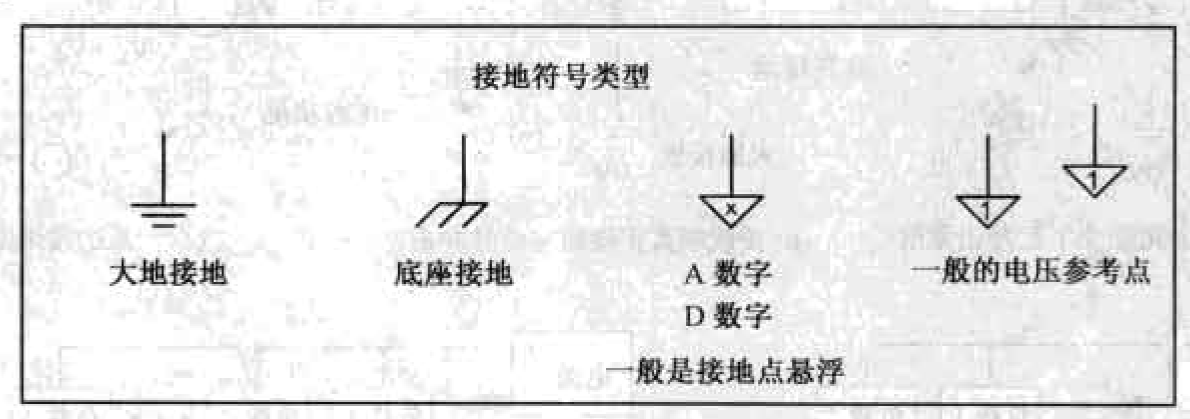


图 2.34 几种不同类型的接地符号

表 2.6 接地符号的物理意义

类型	电路图	简化模型	实际导线
公共返回（悬浮） Vs 负载 返回	Vs 负载 悬浮的公共返回	+Vs 负载	激励源 负载 悬浮的公共返回
底座返回 返回到金属外壳或底座。整个底座可能悬浮，也可能接在大地中(如测试设备接在大地，而电池一般是悬浮的)	Vs 负载 底座返回	+Vs 负载	激励源 负载 底座返回
大地返回 在家用布线中，通常可行的方法是，将主电路的地接入大地，以避免电路短路可能产生的各种故障	Vs 负载 大地返回 Vs 负载 大地返回	接地点没有接在一起 +Vs 负载 接地点在一点	激励源 负载 接地棒 大地 主接地 激励源 负载 接地棒 大地

2.10.3 接地故障

有必要了解和讨论接地中出现的一些故障,参见图2.35。

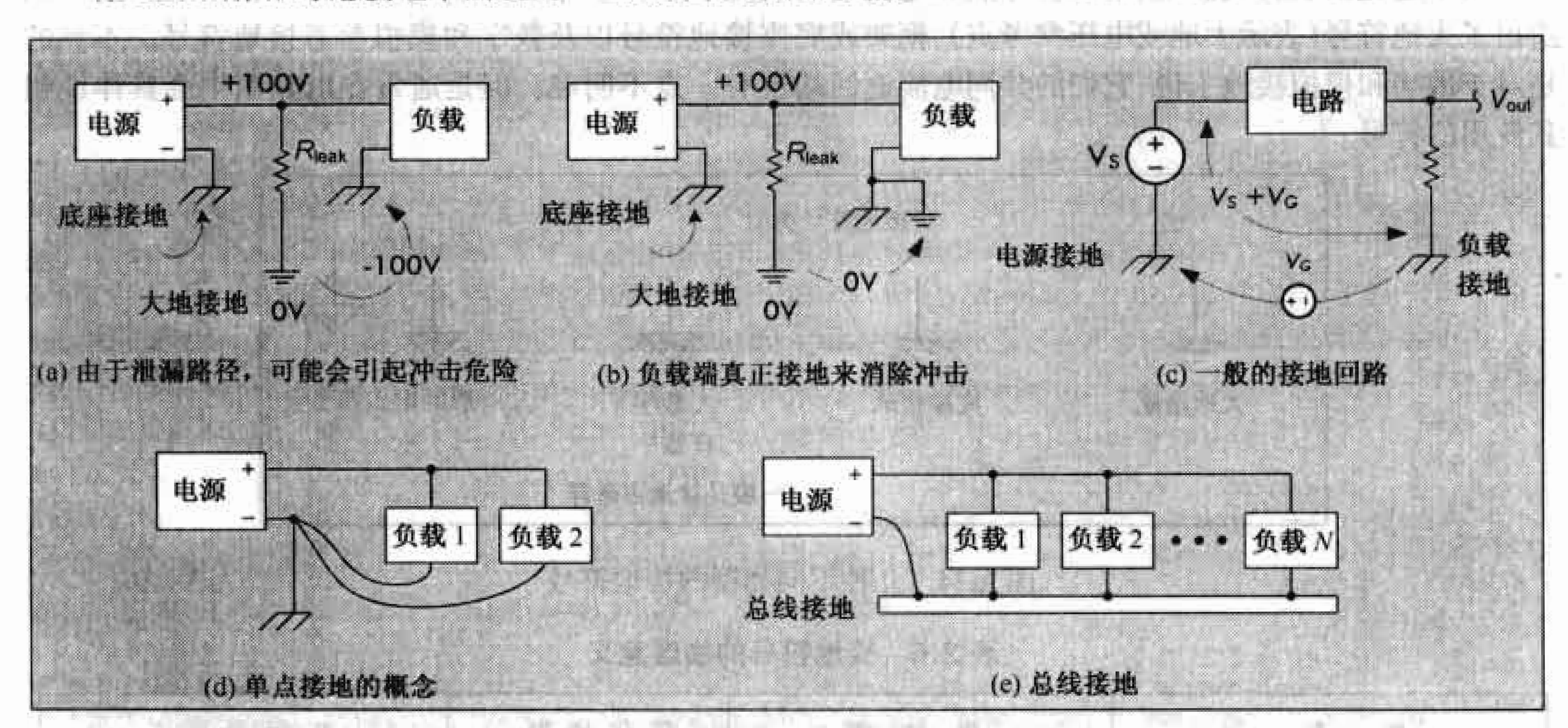


图2.35 常见的接地故障

触电的危险

在要求高电压的场合,以及把金属框架或底座作为电流的返回端时,如果忽略接地话,就会存在触电的危险。如图2.35(a)所示,当一个负载电路利用金属外壳作为底座接地时,存在电阻泄漏通道,这个电阻泄漏通道在金属外壳和大地之间产生一个高电压。如果不小心同时触摸到接地物体,如接地金属棒和电路底座,就会导致严重的触电事故。为了避免这种情况的发生,底座要直接和大地连接,如图2.35(b)所示。此时,金属接地棒和金属外壳或底座具有相同的电位,就可以避免触电的危险。在家用电器中类似的危险情况也会发生,因此,用电规范要求将电器的外壳,如洗衣机和吹风机连接到大地。

接地和噪声

在大规模的电子系统中,产生噪声的最普遍的原因是没有很好的接地。对于实际的设计和系统工程来说,接地是一个重要的项目。虽然接地问题不属于本书的范围,不做详细讨论,但是为了避免电路中出现的接地问题,将介绍一些基本的实例。

如果电路中某些点作为接地点,那么接地线的内阻在接地点之间将引起电位差,并形成讨厌的接地回路,接地回路会引起电压读数的误差。图2.35(c)给出了对这个问题的说明,图中为两个分离的底座接地。V_G表示信号接地端和负载接地端之间存在的电压。如果测量负载接地端和信号输出端之间的电压V_S,则得到一个错误的电压——(V_S+V_G)。解决这个问题的一个方法是采取图2.35(d)所示的单点接地。

单个接地点的概念是为了确保不会在电路中产生接地回路。顾名思义,单点接地就是将所有电路的接地端都连接到一个点上,理论上看来,这是一个很好的方法,但在实际的操作中是很难实现的,因为即使最简单的电路也至少有10个以上的接地端,把它们都连接在一个点上几乎是不可能的,一个替代的方法是采用接地母线。

在面包板和原型板上可以看到接地母线,在制作的印制电路板(PCB)上也蚀刻接地母线,接地母线可以很好地替代单点接地。接地母线通常使用较粗的铜导线,或低电阻的条棒,以便可以承受流回电源的所有负载电流。由于接地母线可以根据电路的尺寸而延长,因此在电路板中连接分布在空间的各种部件是很方便的,图2.35(e)为用一根接地母线形成电流回路的示意图。大多数原型板上有两到三条连接端子的线以便适应电路板的尺寸,其中一条线被固定作为电路的接地母线,电路中所有的接地端直接和这个母线连接,必须仔细确认接地端与母线的连接是否可靠。对于原型板来说,意味着接地端和母线要焊接牢固;

对于绞线板来说，就是要将线绞紧；而对于面包板来说，确保安全的方法是给插座内选择合适规格的导线。如果接地连接不好，会出现时断时续的现象，就会产生噪声。

模拟接地和数字接地

电子设备是由模拟和数字电路组成的，一般是先将模拟和数字电路分别接地，最后把接地点连接起来接到单接地点上。接地的作用是为了防止电路中接地回路电流产生的噪声。数字电路的最大缺点是当信号改变时会在电路中产生冲击电流，而在模拟电路中，当负载电流发生变化或电流改变方向时，电路中也会产生冲击电流，以上两种情况中，当施加的电流改变时，根据欧姆定律，接地回路上的阻抗电压将随之而变，从而使系统参考点（通常选在电源引出端）相对于接地面的电压也发生了变化。接地回路上的阻抗由电阻，电容和电感组成，但电阻和电感起主要作用。如果接地回路中是恒定电流，则电阻起主要作用，产生一个直流偏移电压。如果是交流电流，则电阻，电感和电容都起作用，产生一个高频交流电压。两种情况中的局部电路的电压变化就是噪声，这个噪声可能以螺旋上升的形式达到输入局部电路的敏感信号的水平，减少噪声的方法有许多，例如加入电容来补偿电感，但最好的方法是先将模拟接地和数字接地分开，最后连接在一个单接地点上。

例1：以下几种符号的含义是什么？

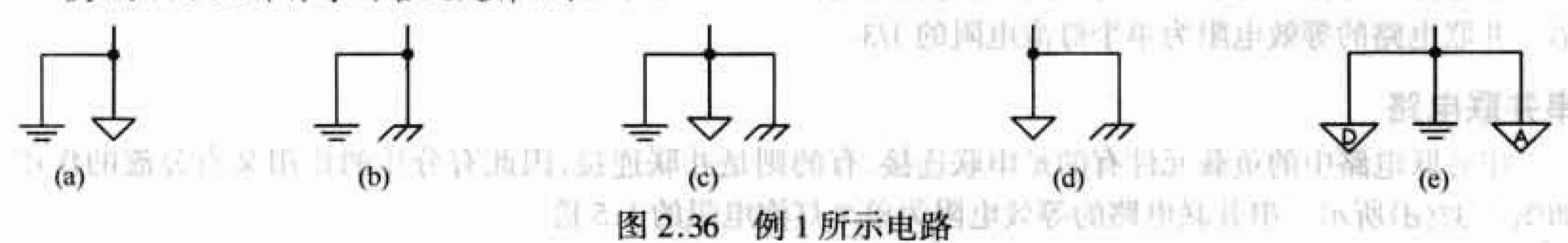


图2.36 例1所示电路

解：图2.36(a)可能表示一个模拟接地，即电源端和实际大地的连接。图2.36(b)表示一个底座接地，即底座和大地连接以防止触电的危险。图2.36(c)似乎表示一个模拟接地返回端与底座和大地的连接。图2.36(d)表示一个悬浮底座与接地返回端的连接，这种连接存在潜在的触电危险。图2.36(e)表示将模拟接地和数字接地分开，然后将其连接到电源端的公共接地点，最后依次接到大地上。

2.11 电路

我们对电路已经做了说明，现在用一些基本术语给电路下一个定义，即电路是由电阻，导线，或其他电器元件（电容，电感，晶体管，灯泡，电动机等）按照安排连接在一起构成的，可以让一定量的电流流过。用导线或其他导体将电压源和许多元件连接在一起就构成一个典型的电路。电路可以分为串联电路，并联电路，或串并联组合的电路，如图2.37所示。

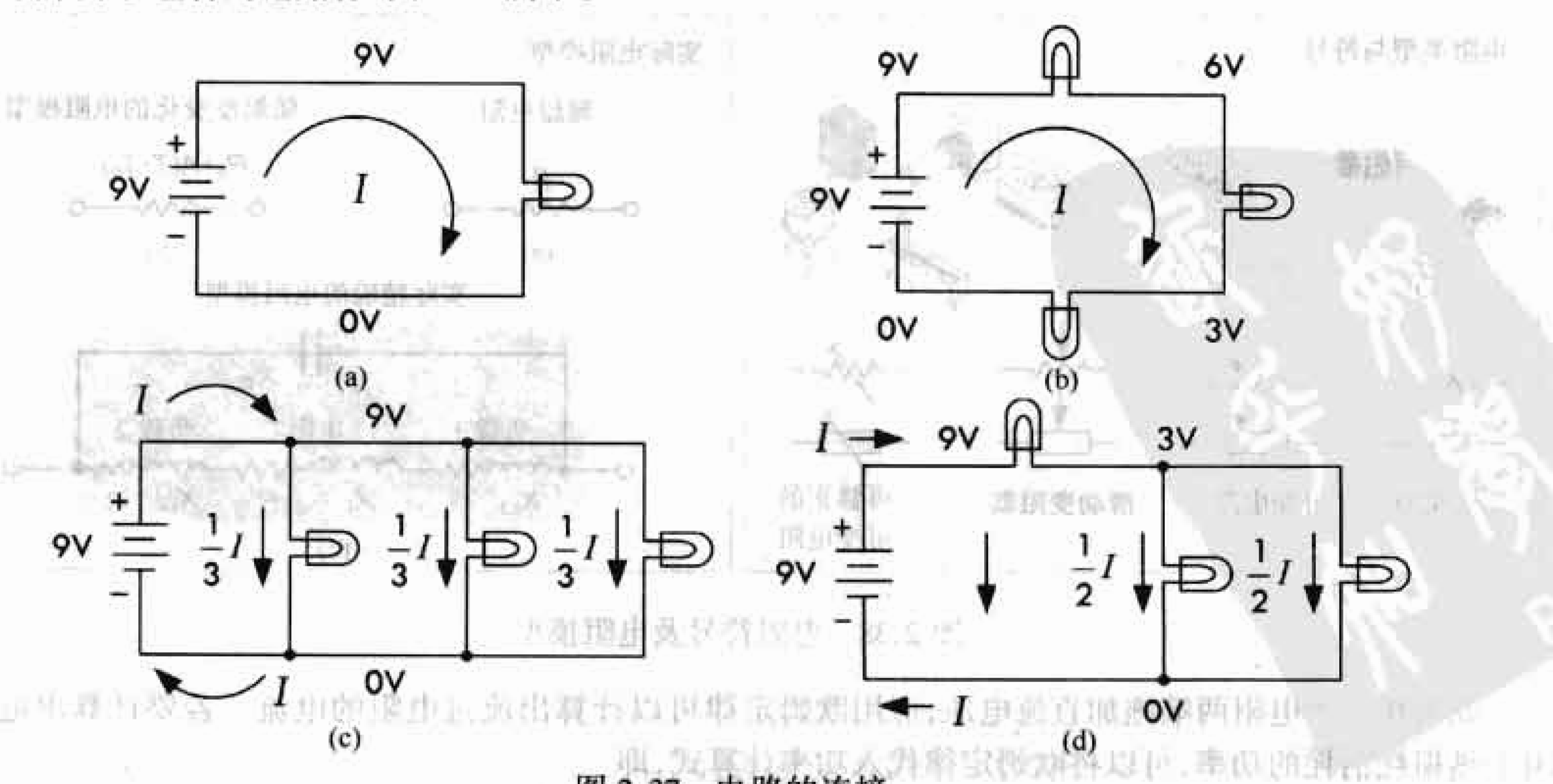


图2.37 电路的连接

基本电路

用一个灯泡作为电路的负载(负载是电路的组成部分,负载要做功必须有电流流过)。将灯泡和电源的端子连接在一起,如图 2.37(a)所示,将引发一个从电源正极端流向电源负极端的电流,电流给灯泡的灯丝提供能量使其发光(这里说的电流是常规意义上的电流,即电子沿相反方向的流动)。

串联电路

将负载元件,如灯泡,一个接一个地连接就形成串联电路,如图 2.37(b)所示。在串联电路中,流经每一个负载元件的电流都相同,若所有灯泡都相同,则当电流流经其中一个灯泡时,电压要降低 1/3,如果用与基本回路相同的电池,则串联电路中每一个灯泡的亮度是基本回路中灯泡亮度的 1/3。电路的串联等效电阻是单个灯泡电阻的 3 倍。

并联电路

并联电路中负载元件的连接方式是使得每一个元件两端的电压相同,如图 2.37(c)所示。如果电路中的 3 个灯泡的电阻值相同,那么从电池流出的电流将分成相等的 3 份流过三条支路,且每一个灯泡的亮度和串联电路中灯泡的亮度一样,但是流出电池的电流是串联电路电流的 3 倍,因此电池的耗电速度也快 3 倍。并联电路的等效电阻为单个灯泡电阻的 1/3。

串并联电路

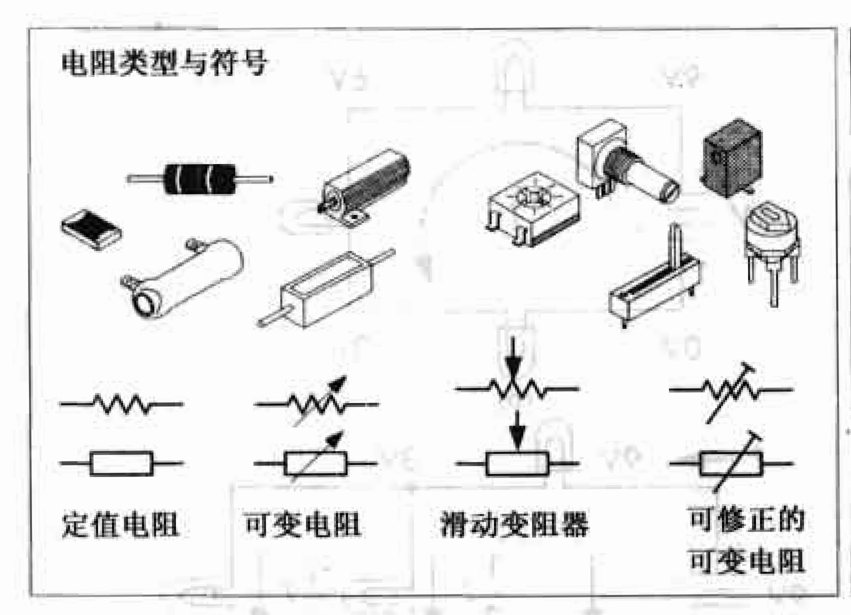
串并联电路中的负载元件有的是串联连接,有的则是并联连接,因此有分压的作用又有分流的作用,如图 2.37(d)所示。串并联电路的等效电阻为单个灯泡电阻的 1.5 倍。

电路分析

下面将给出一些重要的定律、理论和计算分析方法。应用这些定律和方法可以计算由直流电源供电的纯电阻电路中的电流和电压。

2.12 欧姆定律和电阻器

电路中的电阻是用来限制电路里的电流流动或形成电压的设备,图 2.38 给出了电阻的两种电路示意符号;这两种不同形式的电路符号在电路图中被普遍使用。图中同时给出了可调电阻,即电阻阻值可以改变的电阻符号以及实际电阻模型的示意图。后面可以看到在涉及高频交流应用问题时,实际电阻模型是很重要的。现在可以忽略实际电阻模型。



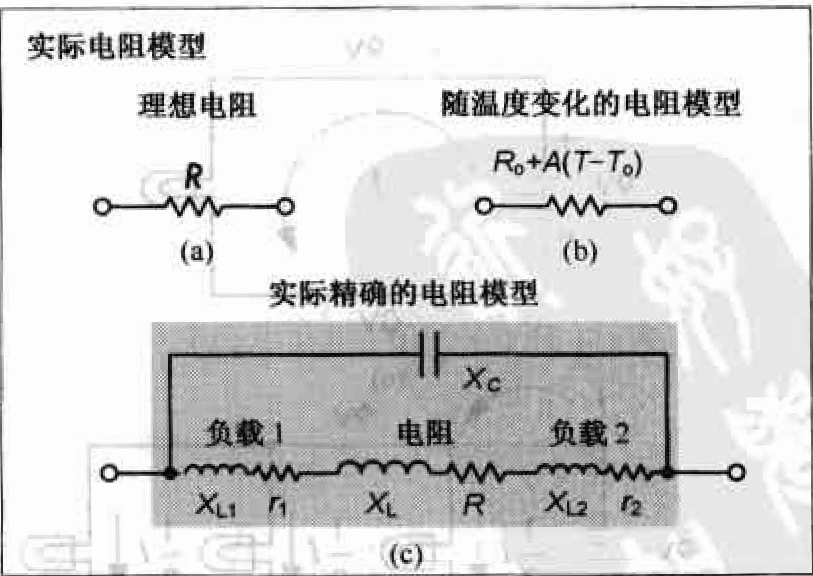


图 2.38 电阻符号及电阻模型

如果在一个电阻两端施加直流电压,应用欧姆定律可以计算出流过电阻的电流。若要计算出电阻上由于热损耗消耗的功率,可以将欧姆定律代入功率计算式,即

$$V = I \times R \qquad \text{欧姆定律} \tag{2.15}$$

$$P = IV = V^2/R = I^2 R \qquad \text{欧姆功率定理} \tag{2.16}$$

式中 R 表示电阻或电阻器，其单位为欧姆(Ω)；P 是功率损耗，单位为瓦特(W)；V 是电压，单位为伏特(V)；I 是电流，单位为安培(A)。

单位的名称

一般电阻的阻值在 1 Ω 到 10^7 Ω 范围。大多数情况下，如果电阻值很大，为了方便和简化书面表达，往往采用单位的名称，例如，一个 100 000 Ω 的电阻，可以简写为 100 kΩ 或 100 k，k = × 1000。一个阻2 000 000 Ω 电阻，可以缩写为 2 MΩ 或 2 M，M = × 1 000 000。而电压，电流和功率通常有较小的分数级单位，此时经常使用的单位名称如 m(毫，或 $\times 10^{-3}$)，μ(微，或 $\times 10^{-6}$)，n(纳，或 $\times 10^{-9}$)，甚至是 p(皮，或 $\times 10^{-12}$)。例如，一个 0.000 0594 A(5.94×10^{-5} A)的电流，可以写成 5.94 μA，一个 0.003 5 V(3.5×10^{-3} V)的电压，可以写成 3.5 mV，0.166 W 的功率，可以写成 166 mW。

例 1：电路如图 2.39 所示，给一个 100 Ω 的电阻施加 12 V 的电压，问流过电阻的电流和电阻损耗的功率为多少？

解：计算数据如图 2.39 所示。

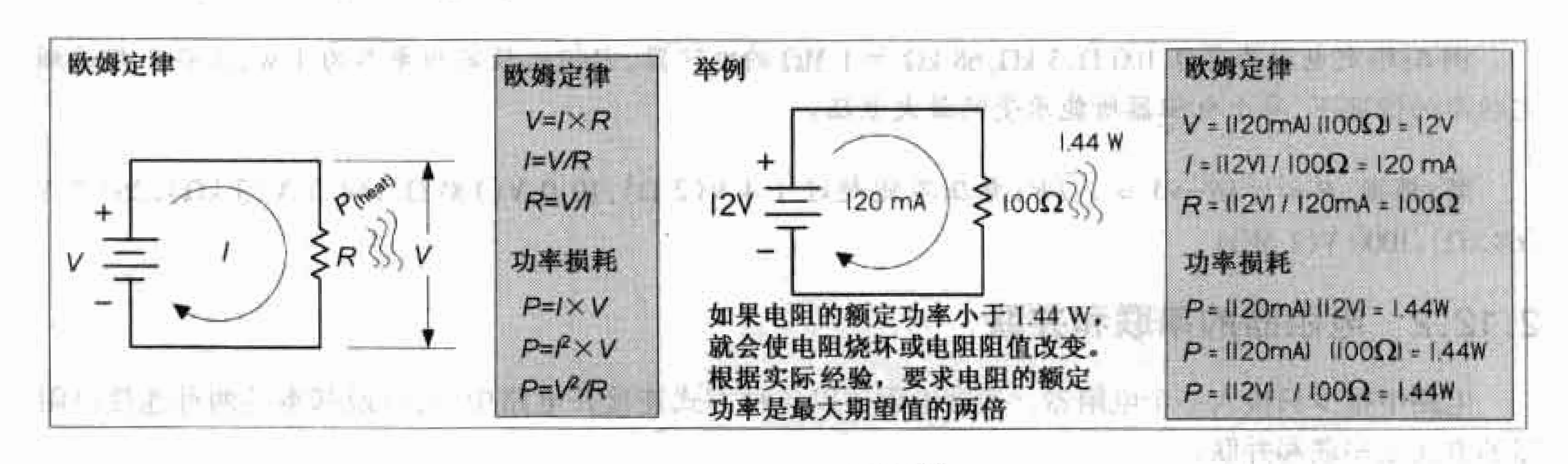


图 2.39 例 1 所示电路

2.12.1 电阻的额定功率

在设计电路时，确定电阻上的功率消耗是非常重要的。所有的实际电阻器都有允许的最大额定功率，电阻的功率不能超过其额定值，如果超过额定功率值，将会烧坏电阻，损坏其内部结构，使电阻阻值改变等。一般电阻器的典型额定功率值有 1/8，1/4，1/2，和 1 W，大功率电阻器的额定功率在 2 到几百瓦范围内。

在前面的例题中，电阻损耗的功率是 1.44 W，因此可以确定电阻的额定功率应该超过 1.44 W，否则，就会烧坏电阻。根据实际的经验，总是选择额定功率至少是最大期望值两倍的电阻器。在例题中使用了额定功率为 2 W 的电阻器，但是如果使用额定功率为 3 W 的电阻器将会更安全。

为了阐明额定功率的重要性，以图 2.40 所示电路为例来加以说明。图中电阻是可变的，电源电压固定为 5 V。当电阻增加时，电流减小，根据功率定理，功率也会减小，如图 2.40 中的曲线所示。当电阻减小时，电流和功率都会增加。精确的曲线关系表明当电阻减小时，电阻的额定功率必须增加，否则会烧坏电阻。

例 1：用电流表测得流过 4.7 kΩ 电阻器的电流是 1.0 mA，求电阻器两端的电压和电阻器消耗的功率。

解：$V = IR = (0.001\ \text{A}) \times (4700\ \Omega) = 4.7\ \text{V}$；$P = I^2 \times R = (0.001\ \text{A})^2 \times (4700\ \Omega) = 0.0047\ \text{W} = 4.7\ \text{mW}$

例 2：用电压表测得一未知电阻器两端的电压是 24 V，用电流表测得流过电阻器的电流是 50 mA，试确定电阻器的阻值以及电阻器消耗的功率。

解：$R = V/I = (24\ \text{V})/(0.05\ \text{A}) = 480\ \Omega$；$P = I \times V = (0.05\ \text{A}) \times (24\ \text{V}) = 1.2\ \text{W}$

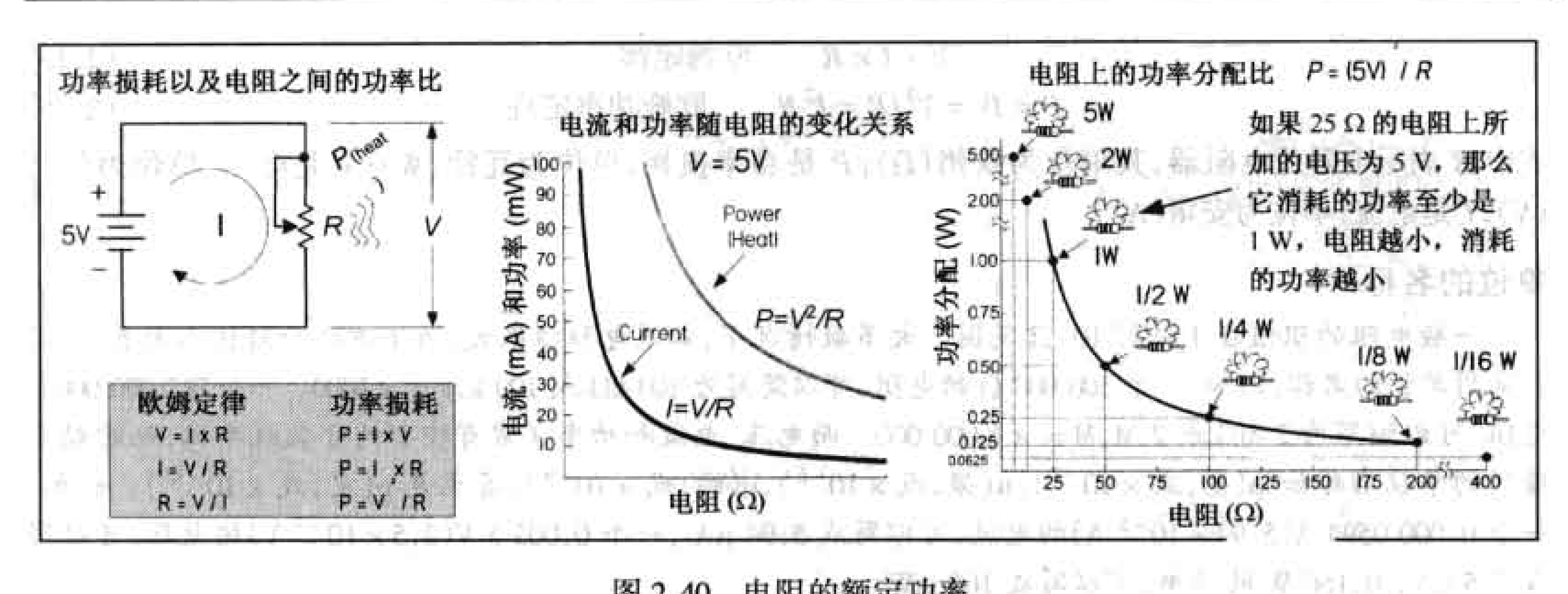


图 2.40　电阻的额定功率

例 3:给 1 MΩ 的电阻器施加 3 V 电压,求流过电阻器的电流和电阻器消耗的功率。

解:$I = V/R = (3\ \text{V})/(1\,000\,000\ \Omega) = 0.000\,003\ \text{A} = 3\ \mu\text{A}$;$P = V^2/R = (3\ \text{V})^2/(1\,000\,000\ \Omega) = 0.000\,009\ \text{W} = 9\ \mu\text{W}$

例 4:给定电阻为 2 Ω,100 Ω,3 kΩ,68 kΩ 和 1 MΩ 的电阻器,它们的额定功率都为 1 W,求在不超过额定功率的情况下,每个电阻器所能承受的最大电压。

解:根据,$P = V^2/R \Rightarrow V = \sqrt{PR}$;电压不能超过 1.4 V(2 Ω),10.0 V(100 Ω),54.7 V(3 kΩ),260.7 V(68 kΩ),1000 V(1 MΩ)

2.12.2 电阻器的串联和并联

电路中很少只接入一个电阻器。通常电阻器以各种方式连接在电路中,其中最基本的两种连接电阻器的方式是串联和并联。

电阻器的并联

当把两个或更多的电阻器并联时,每个电阻器上的电压相同,但是通过每一个电阻器的电流随电阻值而变化,并联电路的总电阻小于并联的最小电阻。并联电阻器的总电阻计算公式为:

$$R_{\text{total}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_4} + \cdots} \tag{2.17}$$

$$R_{\text{total}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{两个电阻的并联} \tag{2.18}$$

公式中的省略号表明了可以把任意个电阻并联在一起。对于只有两个电阻的并联(非常普遍的情况),计算公式简化为式(2.18)。

(并联电路总电阻的计算公式也可以通过计算电路中每一条支路的电流,然后求和得出总电流而得到。即根据基尔霍夫电流定律得到总电流 $I_{\text{total}} = I_1 + I_2 + I_3 + \cdots I_n$,然后应用欧姆定律得到:$I_{\text{total}} = V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3 + \cdots V_n/R_n$,由于所有电阻上的电压都等于总电压 V_{total},因此可以得到:$I_{\text{total}} = V_{\text{total}}/R_1 + V_{\text{total}}/R_2 + V_{\text{total}}/R_3 + \cdots V_{\text{total}}/R_N$,提出公因子 V_{total} 得:$I_{\text{total}} = V_{\text{total}}(1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \cdots 1/R_N)$,括号内的部分就是并联电路的总电阻 R_{total})。

例 1:把一个 1000 Ω 的电阻和一个 3000 Ω 的电阻并联,求总电阻或等效电阻,并计算电路的总电流和每一条支路的电流以及计算电路消耗的总功率和各个支路上消耗的功率。

解：

$$R_{\text{total}} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1000\ \Omega \times 3000\ \Omega}{1000\ \Omega + 3000\ \Omega} = \frac{3\,000\,000\ \Omega^2}{4000\ \Omega} = 750\ \Omega$$

根据欧姆定律，流过每一个电阻的电流为：

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} = \frac{12\ \text{V}}{1000\ \Omega} = 0.012\ \text{A} = 12\ \text{mA}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{12\ \text{V}}{3000\ \Omega} = 0.004\ \text{A} = 4\ \text{mA}$$

把以上支路电流相加得电路的总电流为：

$$I_{\text{in}} = I_1 + I_2 = 12\ \text{mA} + 4\ \text{mA} = 16\ \text{mA}$$

上述表达式是根据基尔霍夫电流定律（KCL）得到的。应用 KCL 和欧姆定律可以得出分流公式，如图 2.41(b)所示。在已知输入电流，而不知道输入电压的情况下，利用分流公式可以很方便地求解电路。

用总电压除以电路的总电阻很容易得到电路的总电流为：

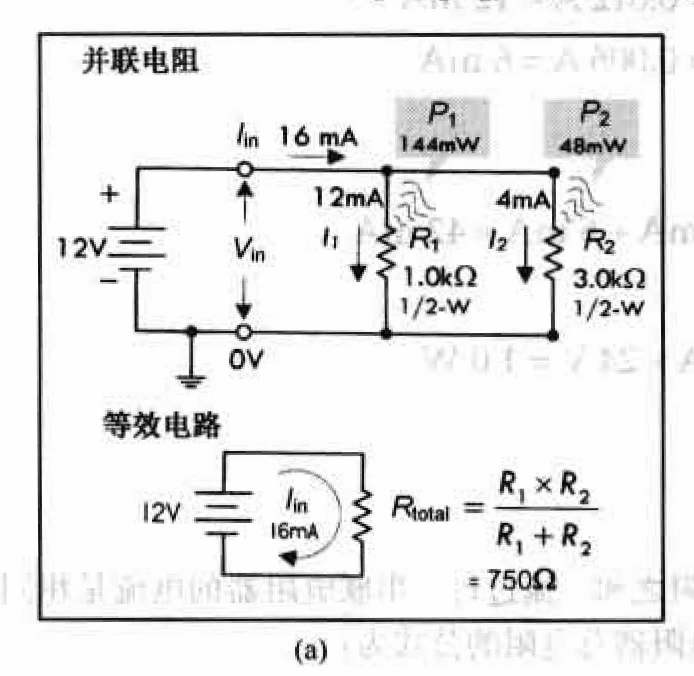
$$I_{\text{in}} = V_{\text{in}}/R_{\text{total}} = (12\ \text{V})/(750\ \Omega) = 0.016\ \text{A} = 16\ \text{mA}$$

根据功率定理得并联电阻消耗的功率为：

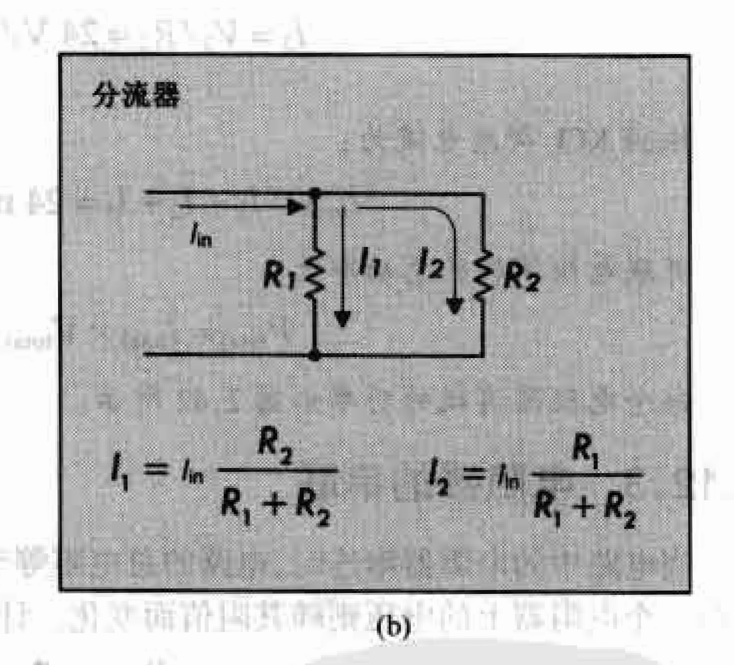
$$P_{\text{tot}} = I_{\text{in}}V_{\text{in}} = (0.0016\ \text{A})\times(12\ \text{V}) = 0.192\ \text{W} = 192\ \text{mW}$$

$$P_1 = I_1V_{\text{in}} = (0.012\ \text{A})\times(12\ \text{V}) = 0.144\ \text{W} = 144\ \text{mW}$$

$$P_2 = I_2V_{\text{in}} = (0.004\ \text{A})\times(12\ \text{V}) = 0.048\ \text{W} = 48\ \text{mW}$$



(a)



(b)

图 2.41 例 1 所示电路

例 2：图 2.42 为三个电阻器的并联，其电阻值分别为 1 kΩ、2 kΩ、3 kΩ。求等效电阻。如把 24 V 的电池与并联电阻连接组成一个完整的电路，求电路的总电流和通过每一个电阻器的电流，以及电路消耗的总功率和每一个电阻器消耗的功率。

解：并联电阻器的总电阻为：

$$\frac{1}{R_{\text{total}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

$$= \frac{1}{1000\ \Omega} + \frac{1}{2000\ \Omega} + \frac{1}{4000\ \Omega} = 0.00175\ \Omega^{-1}$$

$$R_{\text{total}} = \frac{1}{0.00175\ \Omega^{-1}} = 572\ \Omega$$

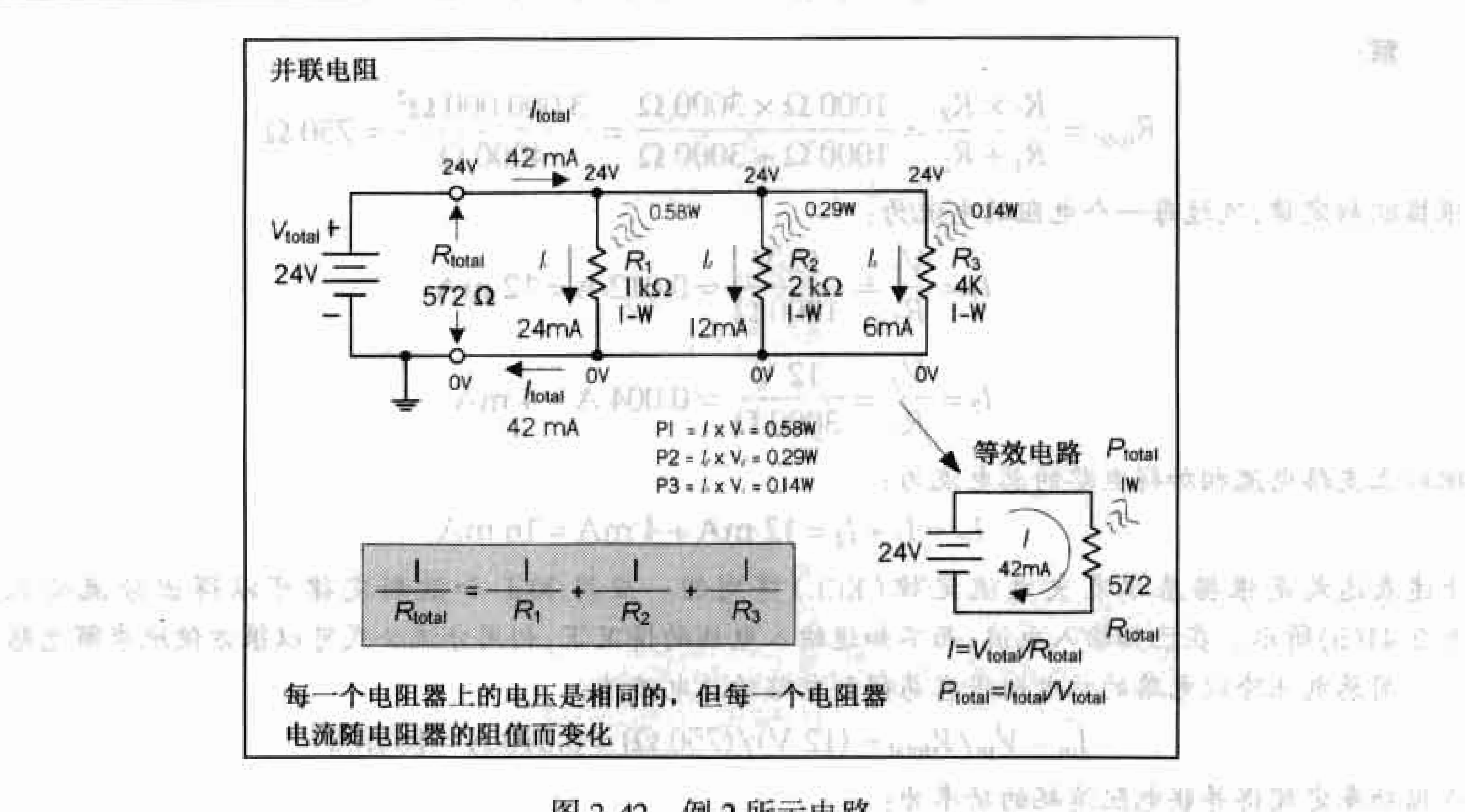


图 2.42 例 2 所示电路

通过每一电阻器的电流为：

$$I_1 = V_1/R_1 = 24\ \text{V}/1000\ \Omega = 0.024\ \text{A} = 24\ \text{mA}$$
$$I_2 = V_2/R_2 = 24\ \text{V}/2000\ \Omega = 0.012\ \text{A} = 12\ \text{mA}$$
$$I_3 = V_3/R_3 = 24\ \text{V}/4000\ \Omega = 0.006\ \text{A} = 6\ \text{mA}$$

根据 KCL 得总电流为：

$$I_{\text{total}} = I_1 + I_2 + I_3 = 24\ \text{mA} + 12\ \text{mA} + 6\ \text{mA} = 42\ \text{mA}$$

并联电阻消耗的总功率为：

$$P_{\text{total}} = I_{\text{total}} \times V_{\text{total}} = 0.042\ \text{A} \times 24\ \text{V} = 1.0\ \text{W}$$

每个电阻器消耗的功率如图 2.42 所示。

2.12.3 电阻器的串联

当电路中的电阻器串连时，电路的总电阻等于各个电阻之和。流过每一串联电阻器的电流是相同的，而每一个电阻器上的电压则随其阻值而变化。计算串联电阻器总电阻的公式为：

$$R_{\text{total}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \cdots \tag{2.19}$$

式中的省略号表明可以把许多个电阻相加。

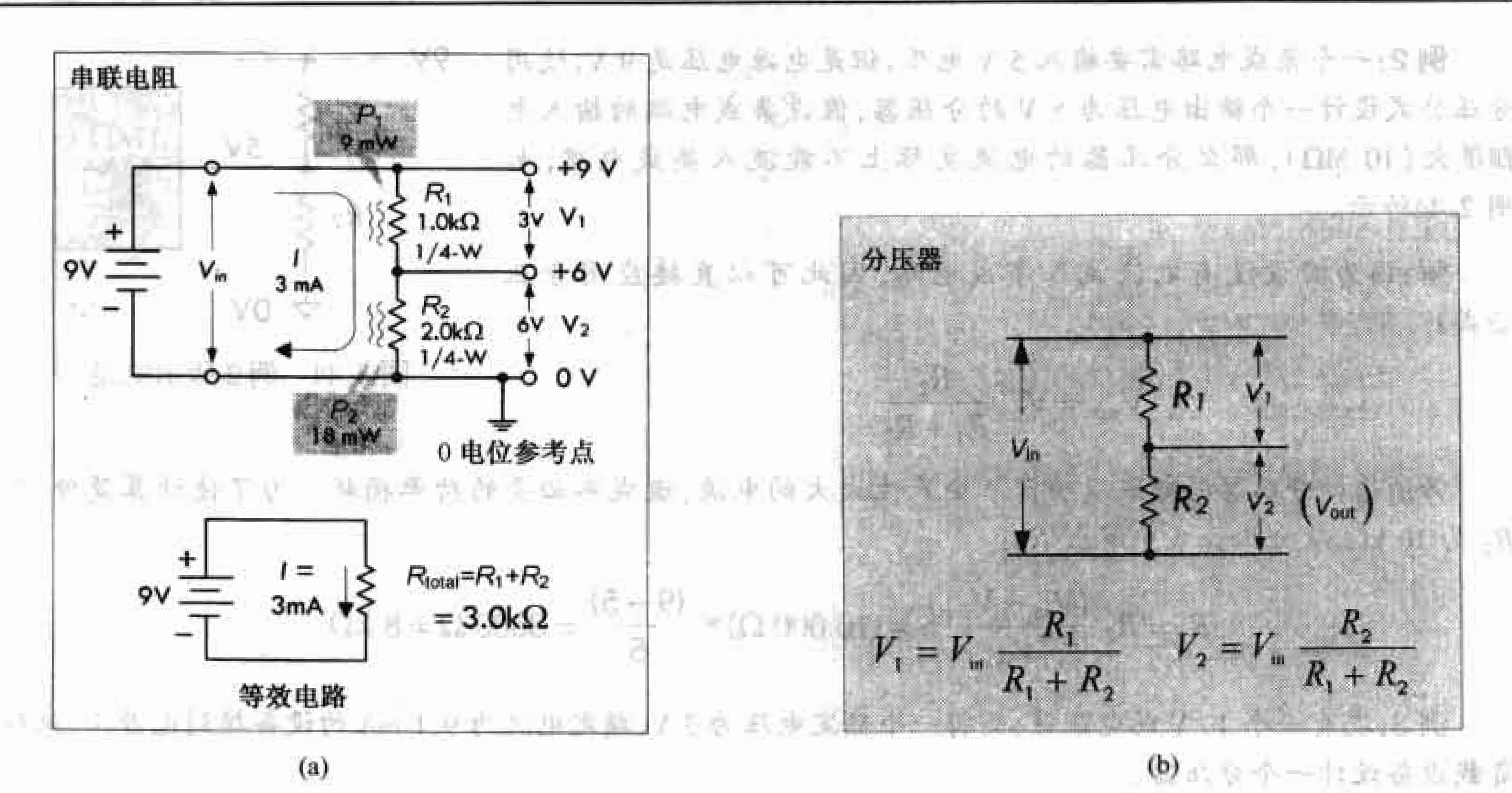
（串联电路总电阻的计算公式也可以通过计算电路中每一个电阻器的电压，然后求和得出总电压而得到。即根据基尔霍夫电压定律得到总电压 $V_{\text{total}} = V_1 + V_2 + V_3 + \cdots V_n$，然后应用欧姆定律并考虑到电阻器的电流相同，得到：$IR_{\text{total}} = IR_1 + IR_2 + IR_3 + \cdots IR_n$，消去电流 I 得：$R_{\text{total}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \cdots$）。

例 1：如果把 1.0 kΩ 的电阻和 2.0 kΩ 的电阻串联，则总电阻为：

$$R_{\text{tot}} = R_1 + R_2 = 1000\ \Omega + 2000\ \Omega = 3000\ \Omega = 3\ \text{k}\Omega$$

当把串联电阻与电池串接，如图 2.43 所示，则电路的总电流 I 等于总电压 V_{in} 除以总电阻 R_{tot}：

$$I = \frac{V_{\text{in}}}{R_{\text{tot}}} = \frac{9\text{V}}{3000\ \Omega} = 0.003\ \text{A} = 3\ \text{mA}$$



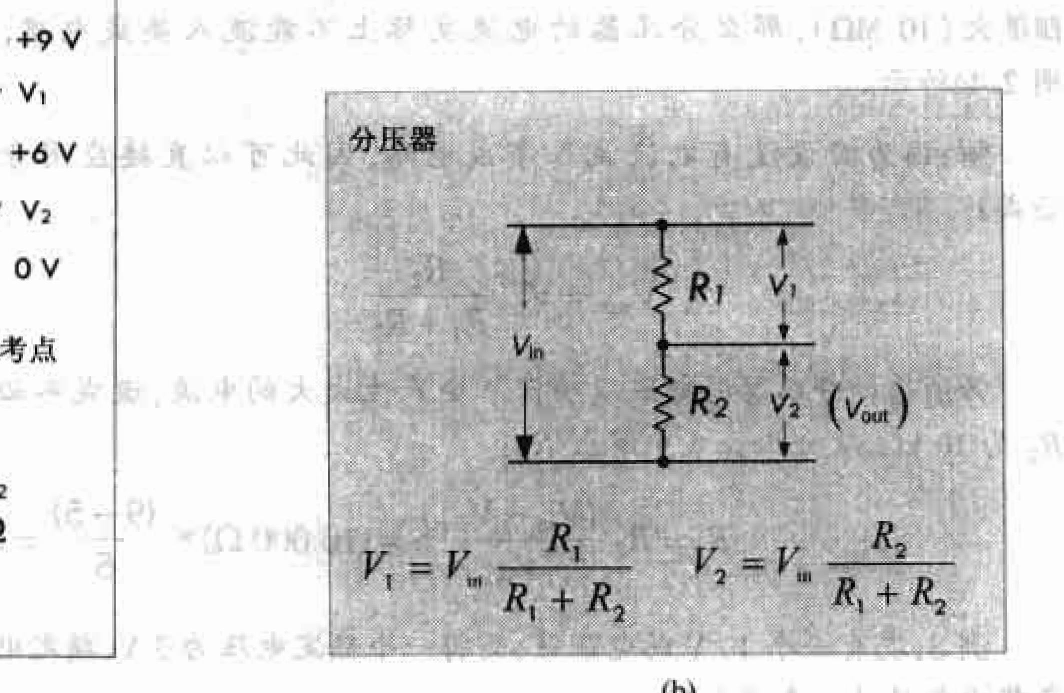


图 2.43 例 1 所示电路

由于流过串联电路的电流等于总电流 I，所以每一个电阻器的电流为：

$$I_1 = 3\ \text{mA}, I_2 = 3\ \text{mA}$$

应用欧姆定律得每一电阻器上的电压为：

$$V_1 = I_1 \times R_1 = 0.003\ \text{A} \times 1000\ \Omega = 3\ \text{V}$$

$$V_2 = I_2 \times R_2 = 0.003\ \text{A} \times 2000\ \Omega = 6\ \text{V}$$

实际上不需要计算出电路的总电流，可以将总电流的表达式 $I = V_{in}/R_{tot}$ 代入前面 I_1 和 I_2 的计算式中，得：

$$V_1 = IR_1 = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \times R_1$$

$$V_2 = IR_2 = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \times R_2$$

上式称为分压公式。在电子学中分压公式很有用，应该牢记这个公式。图 2.43 中的电压 V_2 通常叫做输出电压 V_{out}。

每一个电阻器的电压与其电阻的大小成正比，如 2000 Ω 电阻器的电压是 1000 Ω 电阻器电压的两倍，把两个电阻器的电压相加得总电压为 9 V，即：

$$V_{in} = V_1 + V_2 \qquad 9\ \text{V} = 3\ \text{V} + 6\ \text{V}$$

电路消耗的总功率和每个电阻上消耗的功率分别为：

$$P_{tot} = IV_{in} = (0.003\ \text{A})\times(9\ \text{V}) = 0.027\ \text{W} = 27\ \text{mW}$$

$$[P_{tot} = I^2R_{tot} = (0.003\ \text{A})^2\times(3000\ \Omega) = 0.027\ \text{W} = 27\ \text{mW}]$$

$$P_1 = I^2R_1 = (0.003\ \text{A})^2\times(1000\ \Omega) = 0.009\ \text{W} = 9\ \text{mW}$$

$$P_2 = I^2R_2 = (0.003\ \text{A})^2\times(2000\ \Omega) = 0.018\ \text{W} = 18\ \text{mW}$$

以上结果表明，较大的电阻器消耗的功率是较小电阻器消耗功率的两倍。

例 2:一个集成电路需要输入 5 V 电压,但是电源电压是 9 V,使用分压公式设计一个输出电压为 5 V 的分压器,假设集成电路的输入电阻很大(10 MΩ),那么分压器的电流实际上不能流入集成电路,如图 2.44所示。

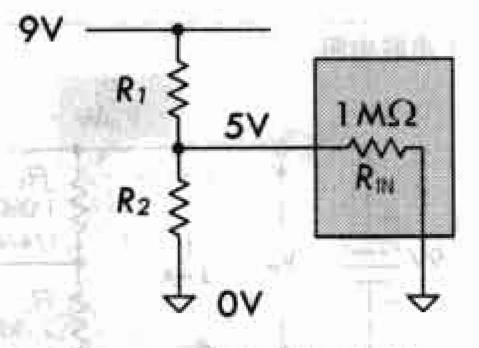


图 2.44　例 2 所示电路

解:因为假设没有电流流入集成电路,因此可以直接应用分压公式:

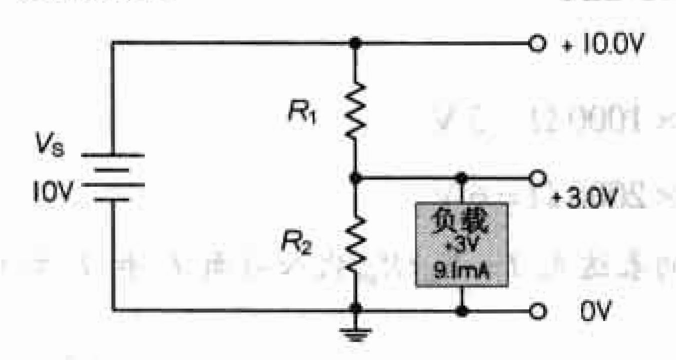
$$V_{out} = V_{in}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

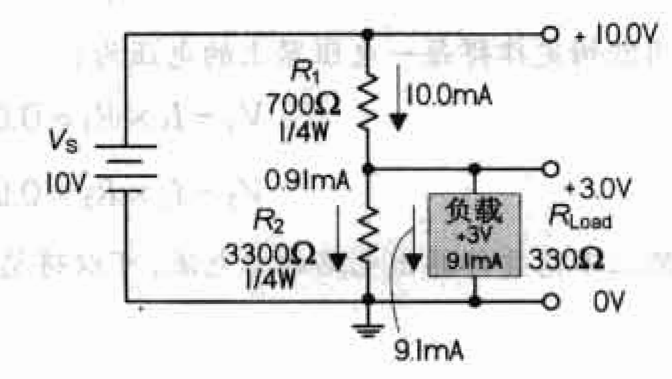
必须选择分压器的电阻以确保不会产生太大的电流,造成不必要的功率损耗。为了使计算简便,令 R_2 为 10 kΩ,从分压公式中解出 R_1:

$$R_1 = R_2\frac{(V_{in}-V_{out})}{V_{out}} = (10\,000\ \Omega)\times\frac{(9-5)}{5} = 8000\ \Omega = 8\ \text{k}\Omega$$

例 3:现有一个 10 V 的电压源,需将一个额定电压为 3 V,额定电流为 9.1 mA 的设备接到电源上,试给负载设备设计一个分压器。

解:设计的电路如图 2.45 所示,把负载看成是与 R_2 并联的电阻,因此,负载中有电流流过,应用分压公式时,必须考虑负载的影响,即必须应用所谓的 10%规则。





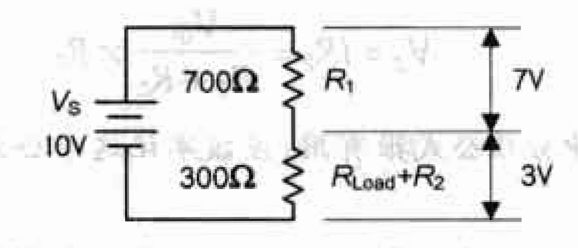


图 2.45　例 3 所示电路

10%规则:这个规则是设计分压电路时选择电阻 R_1 和 R_2 的一种标准方法,方法考虑了负载影响和负载损耗功率最小的问题。

首先是选择 R_2,让 R_2 上的电流 I_2 是预期的负载电流的 10%。称电阻 R_2 为泄漏电阻,R_2 上的电流为泄漏电流。本题中的泄漏电流为:

$$I_{bleed} = I_2 = (0.10)\times(9.1\ \text{mA}) = 0.91\ \text{mA}$$

接下来应用欧姆定律,计算泄漏电阻:

$$R_{bleed} = R_2 = (3\ \text{V})\times(0.0091\ \text{A}) = 3197\ \Omega$$

考虑到电阻器的公差和标准电阻值,选择一个阻值接近计算值 3300 Ω 的电阻器。

然后需要确定电阻 R_1,使输出电压维持在 3 V。

为了确定 R_1,先计算通过电阻器的总电流,然后应用欧姆定律计算出 R_1,即:

$$I_1 = I_2 + I_{load} = 0.91\ \text{mA} + 9.1\ \text{mA} = 10.0\ \text{mA} = 0.01\ \text{A}$$

$$R_1 = \frac{10\ \text{V} - 3\ \text{V}}{0.01\ \text{A}} = 700\ \Omega$$

额定功率为：

$$P_1 = V_1^2/R_1 = (7\ \text{V})^2/(700\ \Omega) = 0.07\ \text{W} = 70\ \text{mW}$$

$$P_{R2} = V_2^2/R_2 = (3\ \text{V})^2/(3300\ \Omega) = 0.003\ \text{W} = 3\ \text{mW}$$

因此，选择功率小于 1/4 W 的电阻将可以满足要求。

实际上，泄漏电阻的计算值不会总是一个恰好的数值。凭实际的经验得出的泄漏电阻只是一个估算值，因此，泄漏电阻值可以选择接近计算值，如电阻的计算值是 510 Ω，则可以选择 500 Ω 的电阻。泄漏电阻的实际阻值一旦选定，泄漏电流就可以计算出来，泄漏电阻的电压必须和与之并联的负载上的电压相等。在第 3 章关于电阻的一节中将进一步讨论分压器以及更复杂的分压方法。

例 4：电路如图 2.46 所示，已知串联电阻 $R_1 = 3.3\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 4.7\ \text{k}\Omega$，$R_3 = 10\ \text{k}\Omega$，求串联等效电阻。如果把 24 V 的电池与串联电阻连接组成完整的电路，求电路中的总电流、每个电阻上的电压、电路消耗的总功率以及每个电阻消耗的功率。

电阻上标记的最大额定功率不是电阻器实际消耗的功率。

流过每一个电阻的电流都相同，但每一个电阻上的电压随电阻值的不同而变化。

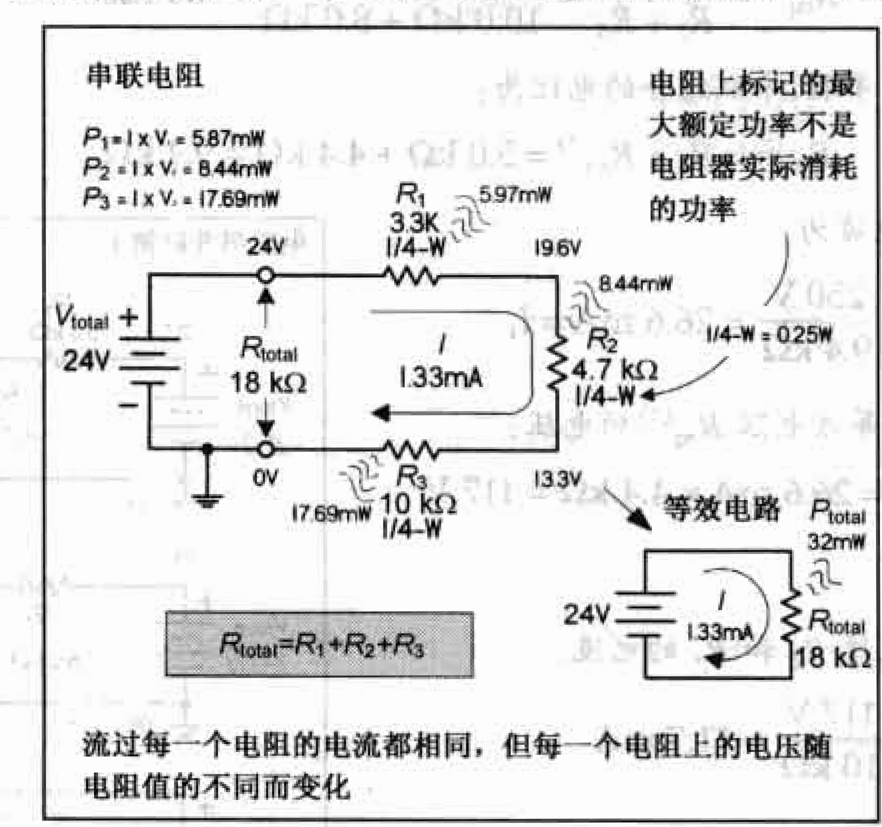


图 2.46 例 4 所示电路

解：

三个串联电阻器的等效电阻为：

$$R_{total} = R_1 + R_2 + R_3$$

$$R_{total} = 3.3\ \text{k}\Omega + 4.7\ \text{k}\Omega + 10\ \text{k}\Omega = 18\ \text{k}\Omega$$

流过电阻器的总电流为：

$$I_{total} = \frac{V_{total}}{R_{total}} = \frac{24\ \text{V}}{18\ 000\ \Omega} = 0.001\ 33\ \text{A} = 1.33\ \text{mA}$$

应用欧姆定律，求得每个电阻器的电压分别为：

$$V_1 = I_{total} \times R_1 = 1.33\ \text{mA} \times 3.3\ \text{k}\Omega = 4.40\ \text{V}$$

$$V_2 = I_{total} \times R_2 = 1.33\ \text{mA} \times 4.7\ \text{k}\Omega = 6.30\ \text{V}$$

$$V_3 = I_{total} \times R_3 = 1.33\ \text{mA} \times 10\ \text{k}\Omega = 13.30\ \text{V}$$

电路消耗的总功率为：

$$P_{total} = I_{total} \times V_{total} = 1.33\ \text{mA} \times 24\ \text{V} = 32\ \text{mW}$$

每个电阻消耗的功率如图 2.46 所示。

2.12.4 复杂电阻网络的化简

为了求解复杂电阻网络的等效电阻，可以把电阻网络分解成串联部分和并联部分，然后求出各分解部分的等效电阻，得到一个新的较为简单的电阻网络。对新的网络再分解和化简，这一过程反复进行直到得出单个等效电阻，参见下面化简复杂网络的例题。

例 1：电路如图 2.47 所示，用简化电路的方法求与电源连接的电阻网络的等效电阻，并计算流进电阻网络的总电流、各个电阻上的电压以及流过每个电阻的电流。

解：由图可知电阻 R_2 和 R_3 是并联的，其等效电阻为：

$$R_{eq}^{(1)} = \frac{R_2 \times R_3}{R_2 + R_3} = \frac{10.0\ \text{k}\Omega \times 8.0\ \text{k}\Omega}{10.0\ \text{k}\Omega + 8.0\ \text{k}\Omega} = 4.4\ \text{k}\Omega$$

等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$ 和电阻 R_1 串联，串联组合的电阻为：

$$R_{eq}^{(2)} = R_1 + R_{eq}^{(1)} = 5.0\ \text{k}\Omega + 4.4\ \text{k}\Omega = 9.4\ \text{k}\Omega$$

流过电路和电阻 R_1 的总电流为：

$$I_{total} = \frac{V_{total}}{R_{eq}^{(2)}} = \frac{250\ \text{V}}{9.4\ \text{k}\Omega} = 26.6\ \text{mA} = I_1$$

电阻 R_2 和 R_3 的电压等于等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$ 的电压：

$$V_{Req}^{(1)} = I_{total} \times R_{eq}^{(1)} = 26.6\ \text{mA} \times 4.4\ \text{k}\Omega = 117\ \text{V}$$

$$V_2 = V_3 = 117\ \text{V}$$

根据欧姆定律，可以求出流过 R_2 和 R_3 的电流：

$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} = \frac{117\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} = 11.7\ \text{mA}$$

$$I_3 = \frac{V_3}{R_3} = \frac{117\ \text{V}}{8.0\ \text{k}\Omega} = 14.6\ \text{mA}$$

根据基尔霍夫电压定律，电阻 R_1 的电压为：

$$V_1 = 250\ \text{V} - 117\ \text{V} = 133\ \text{V}$$

图 2.47　例 1 所示电路

也可以用欧姆定律得电阻 R_1 的电压为：

$$V_1 = I_1 \times R_1 = (26.6\ \text{mA}) \times (5.0\ \text{k}\Omega) = 133\ \text{V}$$

例 2：电路如图 2.48 所示，求电阻网络的等效电阻、电路的总电流、各个电阻上的电压以及流过每个电阻的电流。

解：

电阻 R_3 和 R_4 是串联的，可以化简为一个等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$：

$$R_{eq}^{(1)} = R_3 + R_4 = 3.3\ \text{k}\Omega + 10.0\ \text{k}\Omega = 13.3\ \text{k}\Omega$$

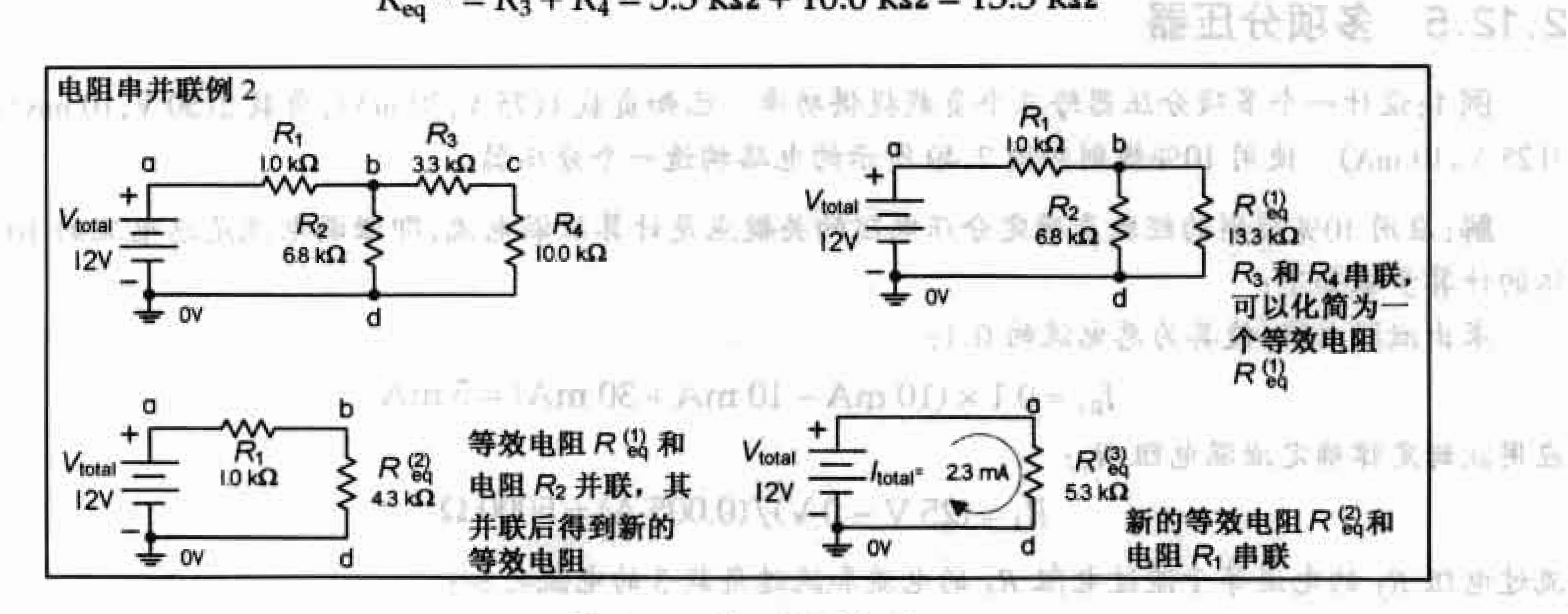


图2.48 例2所示电路

等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$ 和电阻 R_2 并联，其并联后新的等效电阻为：

$$R_{eq}^{(2)} = \frac{R_2 \times R_{eq}^{(1)}}{R_2 + R_{eq}^{(1)}} = \frac{6.8\ \text{k}\Omega \times 13.3\ \text{k}\Omega}{6.8\ \text{k}\Omega + 13.3\ \text{k}\Omega} = 4.3\ \text{k}\Omega$$

新的等效电阻和电阻 R_1 串联，得总的等效电阻为：

$$R_{eq}^{(3)} = R_1 + R_{eq}^{(2)} = 1.0\ \text{k}\Omega + 4.3\ \text{k}\Omega = 5.3\ \text{k}\Omega$$

电路的总电流为：

$$I_{total} = \frac{V_{total}}{R_{eq}^{(3)}} = \frac{12\ \text{V}}{5.3\ \text{k}\Omega} = 2.26\ \text{mA}$$

等效电阻 $R_{eq}^{(2)}$ 的电压或b点的电压为：

$$V_{R_{eq}^{(2)}} = I_{total} \times R_{eq}^{(2)} = 2.26\ \text{mA} \times 4.3\ \text{k}\Omega = 9.7\ \text{V}$$

电阻 R_1 的电压为：

$$V_{R_1} = I_{total} \times R_1 = 2.26\ \text{mA} \times 1.0\ \text{k}\Omega = 2.3\ \text{V}$$

应用KVL也可以求解 R_1 的电压：

$$12\ \text{V} - 9.7\ \text{V} = 2.3\ \text{V}$$

流过电阻 R_2 的电流：

$$I_2 = \frac{V_{R_{eq}^{(2)}}}{R_2} = \frac{9.7\ \text{V}}{6.8\ \text{k}\Omega} = 1.43\ \text{mA}$$

流过等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$ 的电流也是流过电阻 R_3 和电阻 R_4 的电流：

$$I_{R_{eq}^{(1)}} = I_3 = I_4 = \frac{V_{R_{eq}^{(2)}}}{R_{eq}^{(1)}} = \frac{9.7\ \text{V}}{13.3\ \text{k}\Omega} = 0.73\ \text{mA}$$

应用KCL也可以求得流过等效电阻 $R_{eq}^{(1)}$ 的电流：

$$2.26\ \text{mA} - 1.43\ \text{mA} = 0.73\ \text{mA}$$

电阻 R_3 的电压：

$$V_{R^3} = I_3 \times R_3 = 0.73\ \text{mA} \times 3.3\ \text{k}\Omega = 2.4\ \text{V}$$

电阻 R_4 的电压：

$$V_{R^4} = I_4 \times R_4 = 0.73\ \text{mA} \times 10.0\ \text{k}\Omega = 7.3\ \text{V}$$

应用LVL也可以求出 R_4 的电压：

$$9.7\ \text{V} - 2.4\ \text{V} = 7.3\ \text{V}$$

2.12.5 多项分压器

例 1:设计一个多项分压器给三个负载提供功率。已知负载 1(75 V,30 mA),负载 2(50 V,10 mA),负载 3(25 V,10 mA)。使用 10%规则和图 2.49 所示的电路构造一个分压器。

解:应用 10%规则的经验来确定分压电阻的关键点是计算泄漏电流,即泄漏电流是总电流的 10%,具体的计算步骤如下:

求出泄漏电流,使其为总电流的 0.1:

$$I_{R4} = 0.1 \times (10\ \text{mA} + 10\ \text{mA} + 30\ \text{mA}) = 5\ \text{mA}$$

应用欧姆定律确定泄漏电阻 R_4:

$$R_4 = (25\ \text{V} - 0\ \text{V})/(0.005\ \text{A}) = 5000\ \Omega$$

流过电阻 R_3 的电流等于流过电阻 R_4 的电流和流过负载 3 的电流之和:

$$I_{R3} = I_{R4} + I_{load3} = 5\ \text{mA} + 10\ \text{mA} = 15\ \text{mA}$$

应用欧姆定律和负载 2 与负载 3 之间的电位差来求电阻 R_3:$R_3 = (50\ \text{V} - 25\ \text{V})/(0.015\ \text{A}) = 1667\ \Omega$ 或 1.68 kΩ,考虑电阻的公差和标准电阻值。

流过电阻 R_2 的电流:

$$I_{R2} = I_{R3} + I_{load2} = 15\ \text{mA} + 10\ \text{mA} = 25\ \text{mA}$$

应用欧姆定律,电阻 $R_2 = (75\ \text{V} - 50\ \text{V})/(0.025\ \text{A}) = 1000\ \Omega$。

流过电阻 R_1 的电流:

$$I_{R1} = I_{R2} + I_{load1} = 25\ \text{mA} + 30\ \text{mA} = 55\ \text{mA}$$

应用欧姆定律,电阻 $R_1 = (100\ \text{V} - 75\ \text{V})/(0.055\ \text{A}) = 455\ \Omega$。

用公式 $P = IV$ 来确定电阻的额定功率和负载的总功率损耗,计算结果如图 2.49 所示。

例 2:在多数情况下,一个分压器的负载同时需要正电压和负电压,通过在分压器的两个电阻之间设置接地返回端可以实现用一个电源提供正电压和负电压的要求。在电路中选择合适的接地点可以满足负载对电压的要求。

例如要求设计图 2.50 所示的分压器,实现电源给三个负载提供电压和电流。

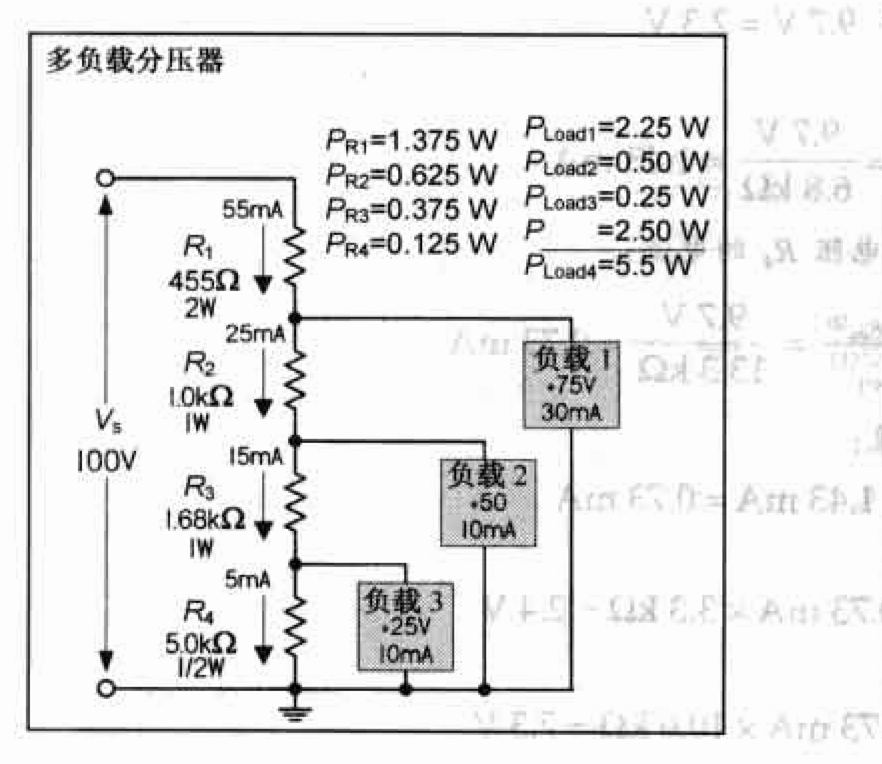


图 2.49 例 1 所示电路

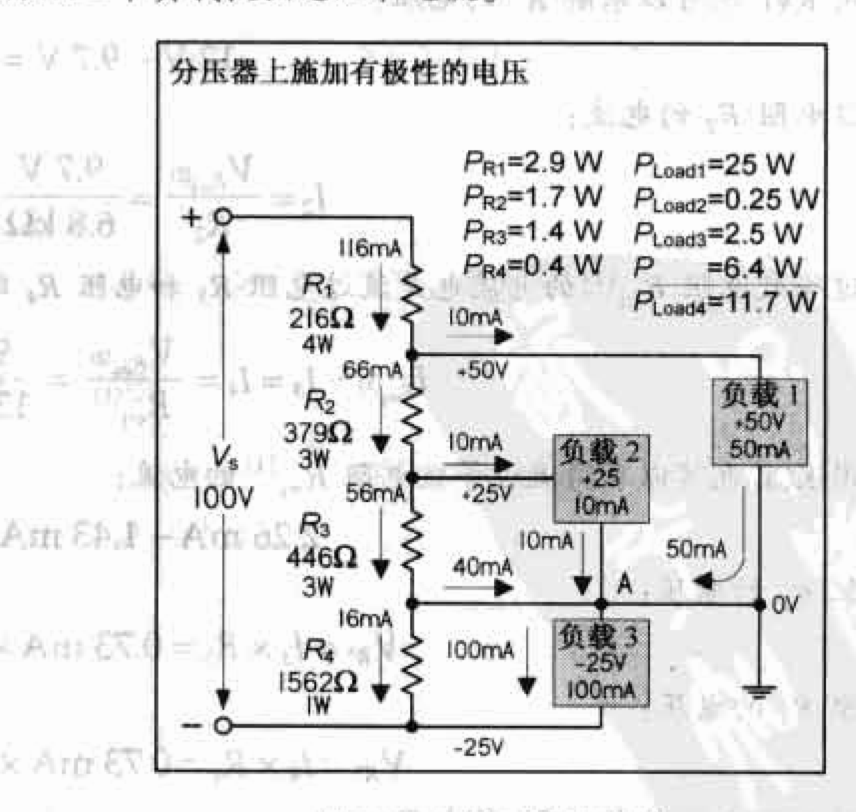


图 2.50 例 2 所示电路

已知：负载1：+50 V，50 mA

负载2：+25 V，10 mA

负载3：-25 V，100 mA

电阻 R_4，R_2 和 R_1 的阻值可以用例1的方法求解。I_{R4}是泄漏电流，其计算值为：

$$I_{R4}=10\%\times(I_{load1}+I_{load2}+I_{load3})=16\text{ mA}$$

电阻 R_4 为：

$$R_4=25\text{ V}/0.016\text{ A}=1562\ \Omega$$

在 A 点应用 KCL 计算流过电阻 R_2 的电流：

$$I_{R3}+I_{load2}+I_{load1}+I_{R4}+I_{load3}=0$$

$$I_{R3}+10\text{ mA}+50\text{ mA}-16\text{ mA}-100\text{ mA}=0$$

$$I_{R3}=56\text{ mA}$$

计算电阻 R_3 的值：$R_3=25\text{ V}/(0.056\text{ A})=446\ \Omega$

计算电流 I_{R2}的值：$I_{R2}=I_{R3}+I_{load2}=56\text{ mA}+10\text{ mA}=66\text{ mA}$

则电阻 $R_2=25\text{ V}/(0.066\text{ A})=379\ \Omega$

计算 $I_{R1}=I_{R2}+I_{load1}=66\text{ mA}+50\text{ mA}=116\text{ mA}$

则电阻 $R_1=25\text{ V}/0.116\text{ A}=216\ \Omega$

虽然分压器用起来很方便，但不能随意调节。如果一个负载的电阻改变了，或者电源电压改变了，那么所有负载的电压都会发生变化。因此，分压器不能用于要求负载电压过度变化的电路中。但是对于要求恒定电压和固定电流的负载，使用一个有源器件，如含运算放大器的电压调整器是最好的方法，有关运算放大器的内容将在后面介绍。

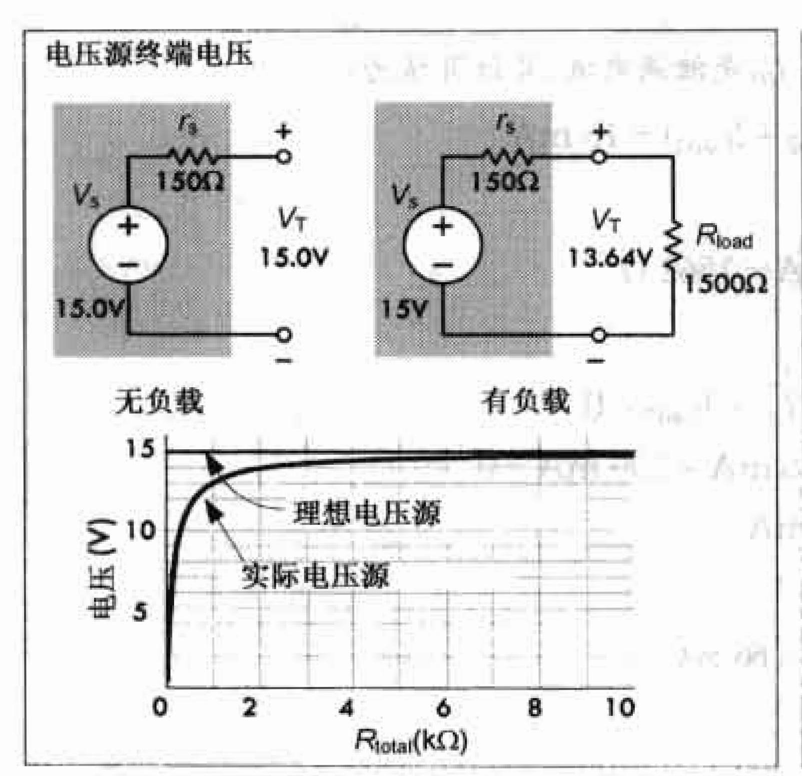
2.13 电压源和电流源

理想电压源是一个两端器件，其两端子间的电压保持一个固定值（如图2.51所示）。如果把一个可变的负载连接到一个理想电压源上，不管负载电阻的阻值如何变化，理想电压源的端电压始终保持不变，这意味着为了保持端电压固定，理想电压源将提供给负载需要的任意电流（根据 $I=V/R$，电压 V 固定时，电流 I 随着电阻 R 的变化而变化）。需要注意的是，当电阻的阻值变为零时，理想电压源的电流会变成无穷大。在现实世界中，没有一个电路器件能够提供一个无穷大的电流，如果用一段实际导线把理想电压源的两端连接起来，那么电路中产生的电流将大到足以使导线熔化。为了避免这种理论上出现的难题，必须定义一个实际的电压源（电池，直流电压源，等等），实际电压源提供的最大电流只能是有限值。一个实际的电压源由一个理想电压源串接一个很小的内电阻或称电源内阻 r_s 构成，电源内阻反映了电压源不是理想导电体的性质（例如电池中存在电解液和心棒的电阻，等等），它导致电压源的端电压降低，电压降低的量值取决于电压源的电压和流过电压源的电流值（或负载电阻的大小）。



图2.51 电压源和电流源

在图 2.52 中，把一个理想电压源两端开路，即电压源的端子不接负载时，由于电路没有形成回路，电源内阻上没有电流流过，因此没有电压，则电压源的端电压 V_T 等于理想电压源的电压(V_s)。



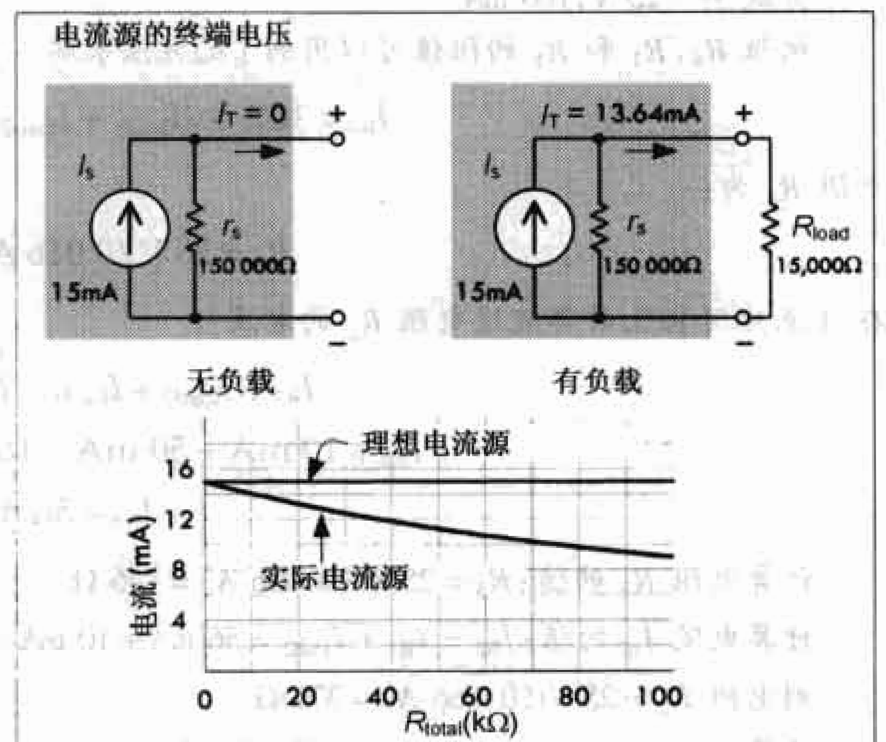


图 2.52 电压源和电流源的工作特性

当把一个负载电阻 R_{load} 与电压源端子相连接后，电阻 R_{load} 和电源内阻 r_s 为串联，根据分压公式，电压源的端电压为：

$$V_T = V_S \frac{R_{load}}{R_{load} + r_s}$$

上式表明，当负载电阻 R_{load} 远远大于电源内阻 r_s 时(约 1000 倍以上)，r_s 的影响很小可以被忽略。但是，当负载电阻 R_{load} 小于或接近电源内阻 r_s 的值时，在计算和设计电路时就必须考虑电源内阻 r_s 的影响，参见图 2.52。

一般直流电源的内阻较小，但是有时也会高达 600 Ω，因此需要调整与负载连接的电源电压。另外，当把元件接入电路或从电路断开时，最好核查一下电源的电压。

图 2.52 还给出了电子学中表示一个直流电流源的电路符号。一个理想的电流源能够在任何时刻给负载提供一个不变的电流 I_s，而不论负载电阻如何变化。这意味着为了保持电流源的电流恒定，理想电流源的端电压将随着负载电阻的变化而变化。

实际中的电流源具有一个很大的并联内阻 r_s，如图 2.52 所示，这个内阻使电流源的端电流 I_T 减小，减小的量值取决于电流源的电流值和电流源的端电压(或负载电阻的大小)。

当电流源的两端开路时，电流源的电流 I_T 显然应该为零，但是，如果在电流源两端接上负载电阻 R_{load}，负载电阻 R_{load} 和电流源的内阻 r_s 组成并联电阻电路，应用分流公式，得端电流为：

$$I_T = I_S \frac{r_s}{R_{load} + r_s}$$

上式表明当负载电阻 R_{load} 小于电流源内阻 r_s 时，流过内阻的的电流非常小，通常可以忽略不计。但是当负载电阻 R_{load} 大于或接近电流源内阻 r_s 的值时，计算时就必须考虑内阻 r_s。

一个电源可以用电流源表示，也可以用电压源表示，本质上它们是相互等价的。为了进行电压源和电流源模型之间的转换，电源的内电阻要保持不变，然后应用欧姆定律将电压源的电压转换成电流源的电流，图 2.53 给出了详细的过程。

一个理想电流源的内阻是无穷大的，因此理想电流源的两端可以承受施加的任意电压(如负载电阻改变)。一个理想电流源可以用一个具有很高电压 V 的电压源和一个大电阻 R 的串联组合来近似表示，若负

载电阻远小于电阻 R,则这个近似模型提供给任意负载的电流为 V/R。例如,图 2.54 中的电路由一个 1 kV 的电压源和一个 1 MΩ 的内电阻串联,当负载电压保持在 0 ~ 10 V 之间($0 < R_{load} < 10$ kΩ)时,电路中的电流将维持在 1 mA,其精度在 1% 以内。实际上,即使负载电阻发生了变化,由于电压源的内阻远远大于负载电阻,电流也会保持不变($I = 1000$ V/(1 000 000 Ω + 100 000 Ω),由于 1 000 000 Ω 非常大,因此可以忽略负载电阻 R_{load})。

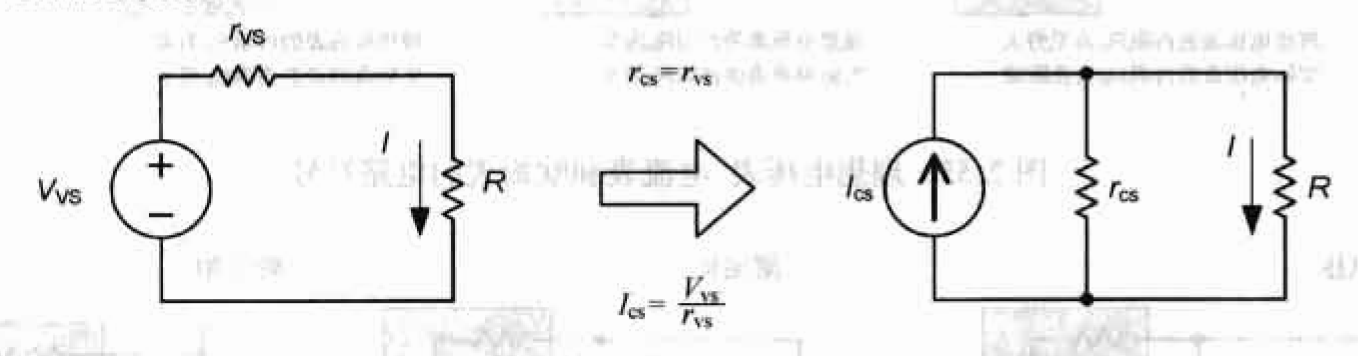


图 2.53 电压源与电流源的转换

一个实际电流源通常是用晶体管这样的有源电路制成的,如图 2.54(c)所示,由电压 V_{in} 激励的电流通过电阻 R_1 流入第二级晶体管的基极,流入晶体管集电极的电流通过晶体管由发射极流出,又经过电阻 R_2。如果电流变得很大,第一级的晶体管导通,占用了第二级晶体管的基极电流,因此,它的集电极的电流值不会超过给定的值。这是一个既可以形成电流源,又可以限制电流幅度的极好的方法。

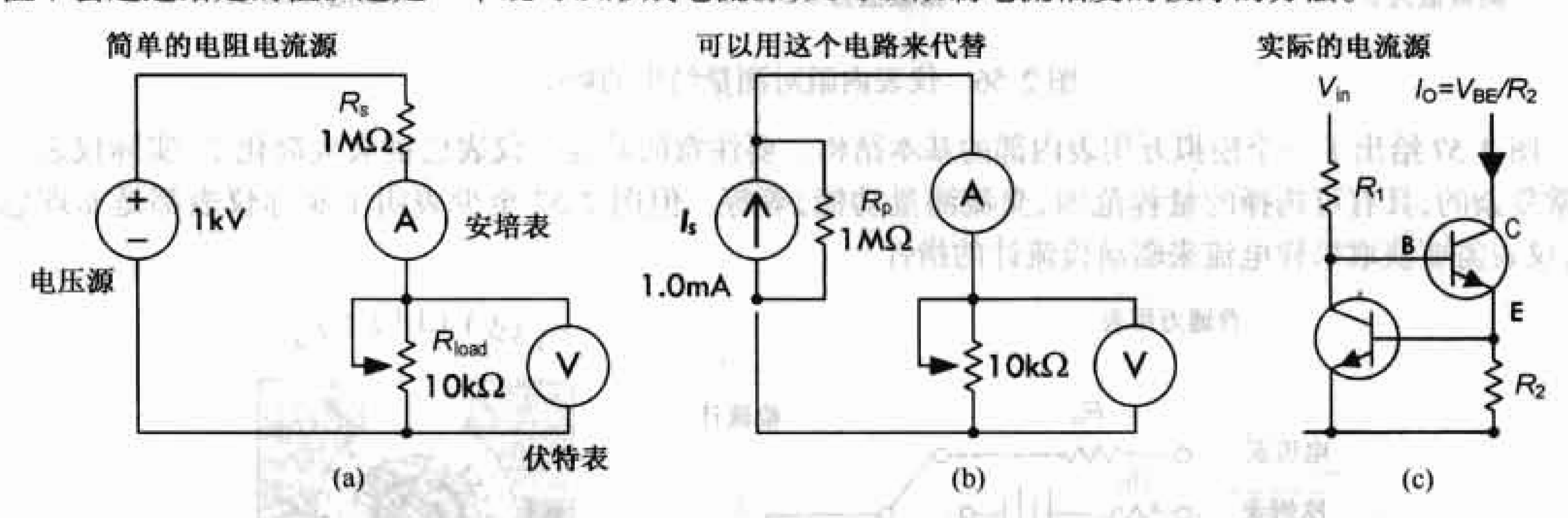


图 2.54 电压源转换为电流源的实例以及实际的电流源

2.14 电压,电流和电阻的测量

电压表、电流表和欧姆表是分别用来测量电压、电流和电阻的仪表。理想的仪表在测量时对电路不会产生任何影响。理论上说,理想电压表的输入电阻 R_{in} 为无穷大,因此,在测量电路中任意两点之间的电压时,理想电压表中没有电流流过。同样道理,由于理想电流表的输入电阻 R_{in} 等于零,因此,串联在电路中的理想电流表是没有电压的。一个理想的欧姆表在测量电阻时应该不产生额外的电阻。

另一方面,实际的仪表都存在一些局限性,因此都会产生测量误差。事实上,为了在测量时显示测量数据,仪表的电路必须从被测电路中获取采样电流,这也是滋生误差的原因。图 2.55 给出了理想电压表、理想电流表和欧姆表的电路符号,同时给出了对应的实际仪表的等效电路模型。

一个理想的电压表有无穷大的输入电阻,不会有电流流过。但是一个实际电压表的输入电阻是几百兆欧。一个理想电流表的输入电阻为零,不会产生电压降;但是一个实际电流表有不到 1 Ω 的输入电阻。一个理想欧姆表的内阻为零,但是实际欧姆表的内阻是零点几欧。因此在使用仪表时,从说明书中了解测量仪表的内阻值是非常重要的。

图 2.56 说明了仪表内阻对测量结果的影响。图示表明,在实际测量中,仪表的内阻成为电路的一部分,测量中误差百分比的大小取决于被测电路电阻和仪表内阻连接后,仪表内阻的影响程度。

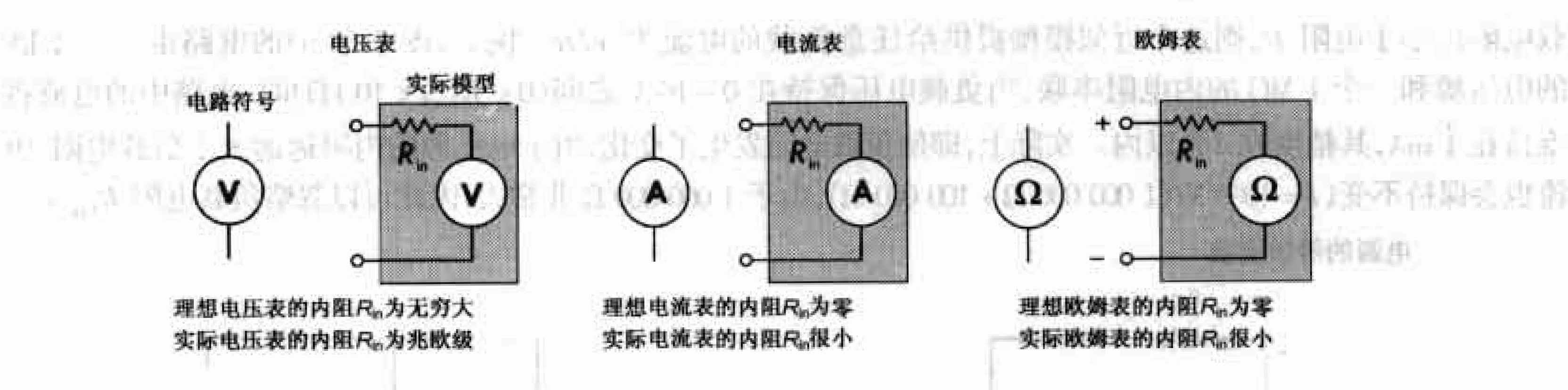


图 2.55 理想电压表、电流表和欧姆表的电路符号

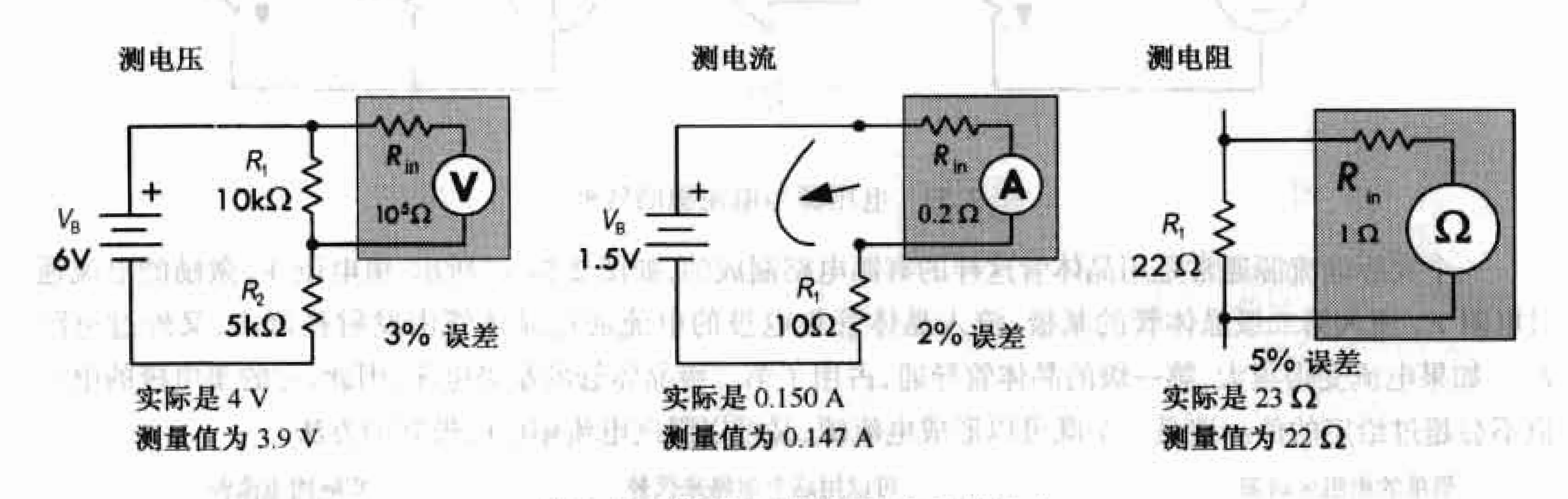


图 2.56 仪表内阻对测量结果的影响

图 2.57 给出了一个模拟万用表内部的基本结构。要注意的是这个仪表已被大大简化了,实际仪表是非常复杂的,具有可选择的量程范围、交流测量功能,等等。但图 2.57 至少表明了实际仪表都是非理想的,仪表需要获取采样电流来驱动检流计的指针。

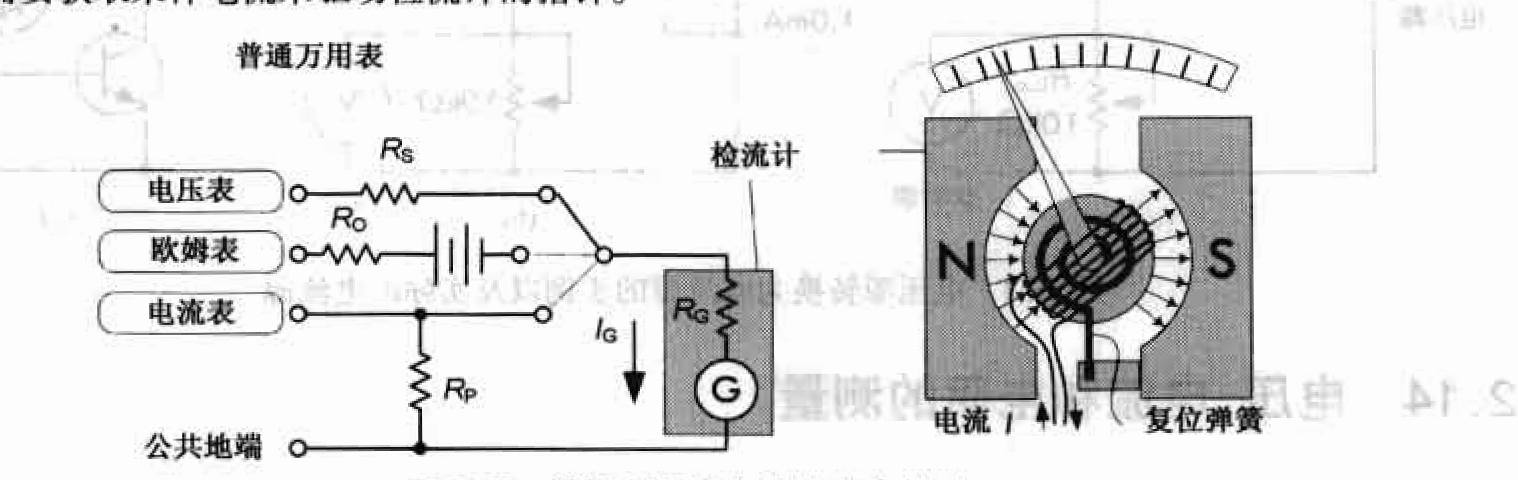


图 2.57 模拟万用表内部的基本结构

这个简化的模拟万用表的核心是一个用来测量电流 I_G 的检流计。当电流流过检流计的引线时,在中心转子线圈上将产生一个磁场。由于线圈相对于定子永磁体的 N-S 极是倾斜的,则转子将依据电流的大小而旋转。通常在电流很小的情况下,指针就达到满偏了。通过加入并联电阻可以分流检流计中的电流。检流计也可以充当电压表,把检流计的引线接到电路中待测的电压点上,如果引线两端有电压差的话,电流将流入检流计,检流计的指针按正比于电压值的比例进行偏转,利用一个串联电阻可以限制其中的电流和指针的偏转。检流计也可以被用做欧姆表,其中设置了安放电池的位置,电池和检流计是串联的,为了校准指针的偏转,还要再给检流计串接一个电阻 R_O。

2.15 电池的串并联

图 2.58 是两个电池网络,通过这两个网络可以说明提高电源电压或电源电流容量的方法。为了提高电源电压,需要把电池串联起来,串联后的总电池电压是各个电池电压之和。为了增大电流容量(即增加

运行时间),可以把电池并联起来,即把所有电池的正极连在一起,负极连在一起,如图2.58所示。应用欧姆功率定理可以求出电源输送给负载的功率为:$P = V^2/R$,其中 V 是电池网络中所有连接电池的等效电压。注意图中接地符号表示零电位参考点,不代表和大地的真正连接。在用电池供电的设备中,电池不需要和大地相连。

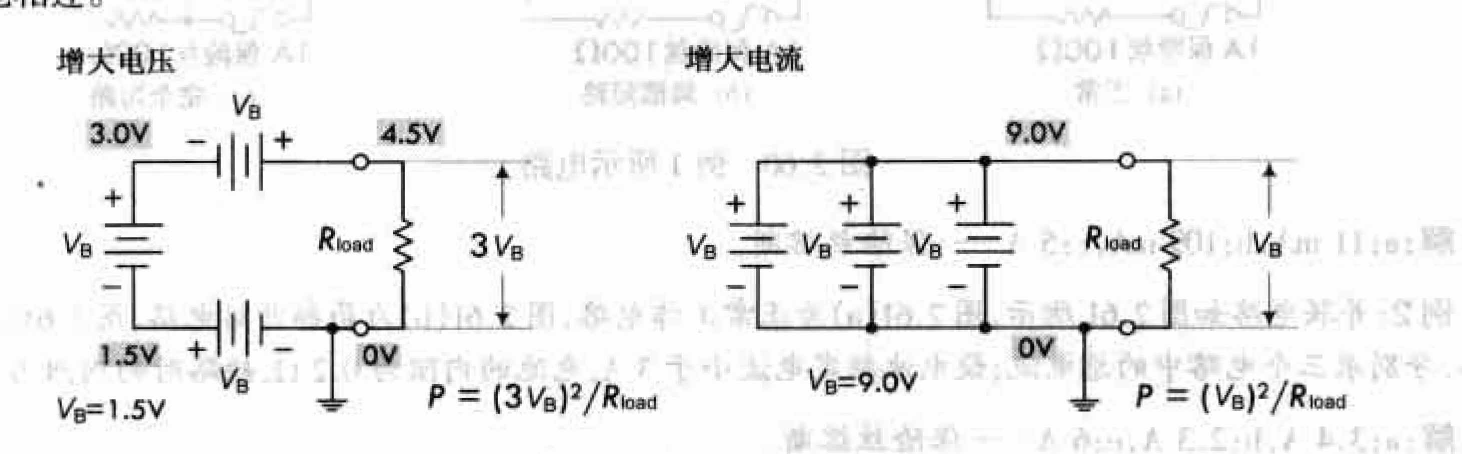


图2.58 电池的串并联

注意:当把电池并联时,必须选择全新的相同的电池,即并联电池的电压和化学特性要相同,这一点非常重要,因为,如果电池电压不同的话,就会产生问题。

2.16 开路和短路

电路中常见的故障就是电路的开路和短路。当全部或部分电路发生短路时,电路中会出现过大的电流,大电流将熔断电路中的保险丝或烧毁电路元件,导致电路断开。开路表示电路断开,电流无法流过。引起电路短路的原因有:导线发生交叉,绝缘被损坏,或者是焊料泼溅误连了电路板上两个分离的导体。导致电路开路的原因有:电路中导线断开,或元件的引线从电路中脱开,或元件被烧坏,电路开路产生很大的电阻。图2.59显示了电路开路和短路的情况。保险丝的电路符号为∽,当流过保险丝的电流超它的额定电流和额定功率时,保险丝就会被熔断。

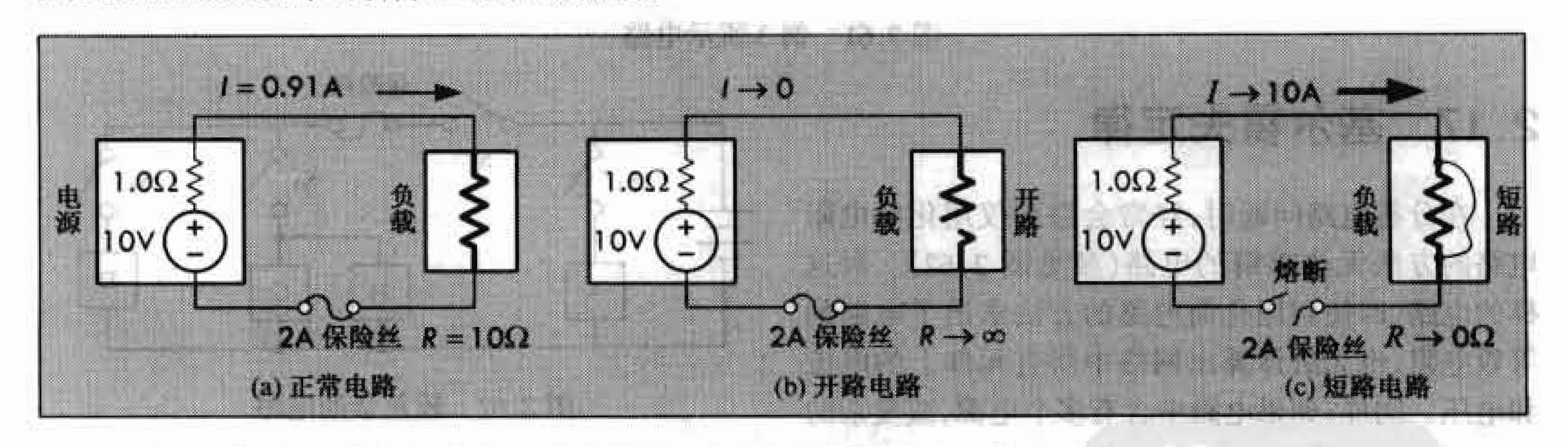


图2.59 开路和短路

如果认为所有的电路元件都是理想的,那么当理想电压源被短路时,电路中就会产生无穷大的电流,而短路处的电压为零。实际电压源有一定的内阻,可以看做是一个导体,所以电路中的最大电流会有所降低,但电流还是很大,还是会损坏电路。

判断电路是否发生短路,可以通过闻是否有烧焦的气味,或用手靠近元件感觉是否过热。为了防止短路造成的电路损坏,可以利用各种保护设备,例如保险丝,稳压器和电路断路器,这些设备当感觉流过它们的电流过大时,会熔断或断开使电路开路,限制电流过大而损坏电路。

例1:串联电路如图2.60所示,求图2.60(a)电路中的电流;当电路中出现图2.60(b)所示的局部短路时,再求电路中的电流;当电路如图2.60(c)所示完全被短路时,设保险丝的额定电流为1 A,短路瞬间电源的内阻为3 Ω,再求电路中的电流。

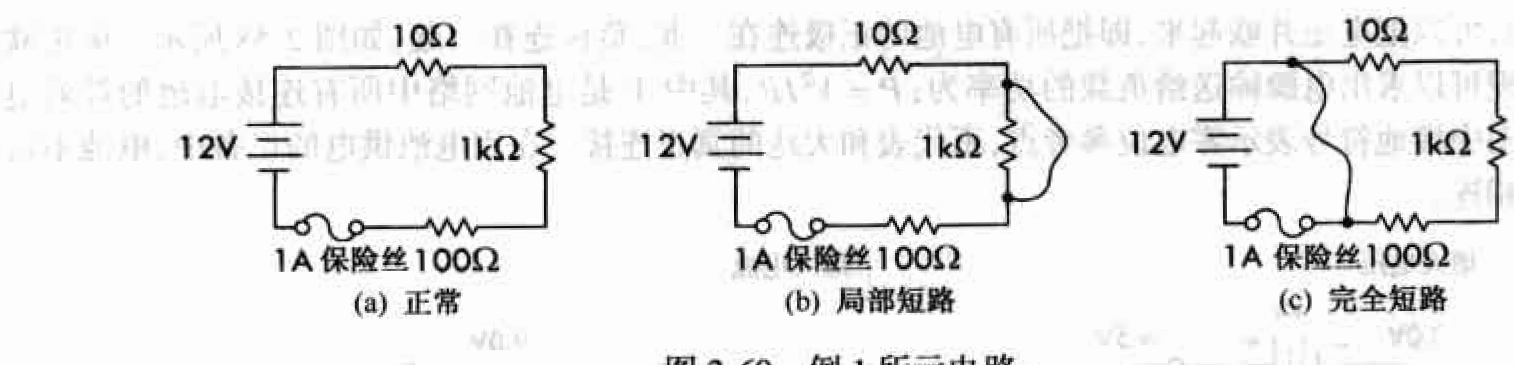


图 2.60 例 1 所示电路

解:a:11 mA,b:109 mA,c:5 A——保险丝熔断。

例 2:并联电路如图 2.61 所示,图 2.61(a)为正常工作电路,图 2.61(b)为局部开路电路,图 2.61(c)为短路电路,分别求三个电路中的总电流;设电池额定电流小于 3 A,电池的内阻为 0.2 Ω,短路时的内阻为 2 Ω。

解:a:3.4 A,b:2.3 A,c:6 A——保险丝熔断。

例 3:并联电路如图 2.62 所示,当所有开关闭合时,负载 B,C,D 上没有电流,只有负载 A 上有电流,说明保险丝熔断了。如果换了保险丝后,闭合开关 S_2,使开关 S_3 和 S_4 断开,保险丝则不会熔断。闭合开关 S_3,负载 B,C 上有电流,若再闭合开关 S_4,负载 B,C 的电流为零,负载 D 也没有电流,保险丝再一次熔断。根据以上现象说明电路存在什么问题?

解:负载 D 的内部发生了短路。

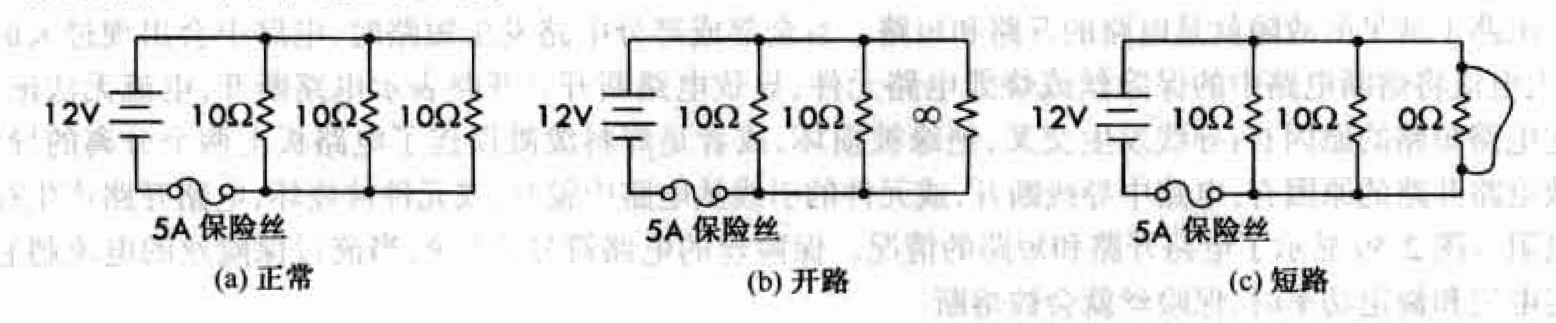


图 2.61 例 3 所示电路

2.17 基尔霍夫定律

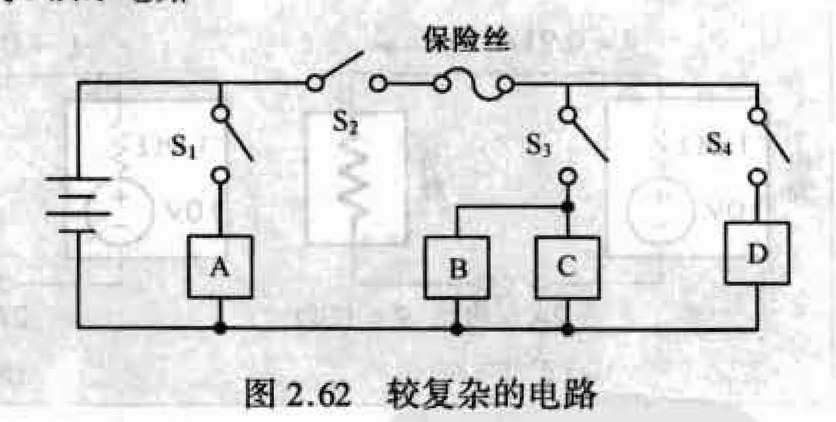


图 2.62 较复杂的电路

在分析电路问题时,经常会碰到仅用化简电阻电路的方法无法求解的电路(参见图 2.62)。对这样的电路,即使利用化简电路的方法求出了电路的等效电阻,也无法计算出网络中所有元件上的电流和电压。同样,如果电路中含有多个电源,或复杂的电阻网络,应用欧姆定律以及分压和分流公式可能无法解决问题,但借助基尔霍夫定律可以解决上述电路的分析问题。

基尔霍夫定律给出了分析电路的最普遍的方法。这个定律不仅适用于线性电路(含有电阻,电感,电容元件),而且也适用于非线性电路(含有二极管,三极管等元件),不管这些电路有多么复杂,基尔霍夫定律都适用。基尔霍夫定律包括两个定律:

基尔霍夫电压定律(回路定律):电路中沿任一回路的所有电压的代数和为零:

$$\sum_{\text{closed path}} \Delta V = V_1 + V_2 + \cdots V_N \tag{2.20}$$

基尔霍夫电压定律的本质是能量守恒,即如果一个电荷从电路中任意一点出发,沿任一回路绕行一周回到它的出发点,电荷电势的变化量为 0。

现以图 2.63 所示的电路为例来说明如何应用基尔霍夫电压定律。首先在回路路径上任意选择一个

起始点，选5 V电池的负极端为起始点，然后，设定一个回路方向，图中选择顺时针方向为回路方向，但不管选择什么方向，都不会影响分析结果。最后顺着回路方向，每经过一个电路元件，就把其上的电压加入正在建立的回路方程中，根据图中虚线所示的回路方向来确定电压的正负号，当把回路中所有元件的电压全部相加后，令建立的回路方程"=0"。

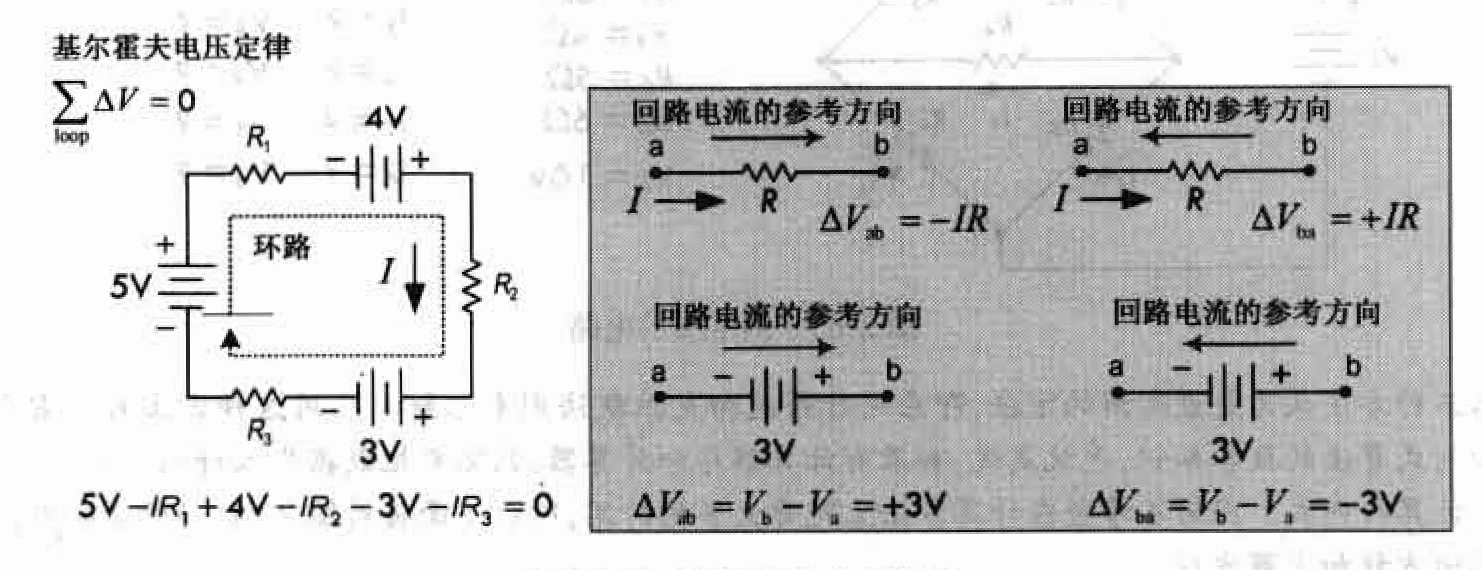


图 2.63 基尔霍夫电压定律

基尔霍夫电压定律可以应用于任何含有线性或非线性元件的电路。现以图2.64所示的电路为例，来说明基尔霍夫电压定律不仅应用于直流电阻电路，还可以用于含有电容、电感、非线性二极管和正弦电压源的电路。采用和前面例子相同的步骤，先设定一个回路方向建立回路电压方程，可以看出由于描述电容，电感和二极管上电压变化的式子是很复杂的，得到的电压方程是微积分方程，直接求解这个方程是很困难的。在电子学中我们不用这种方法来解决这样的问题，但是这仍然能证明基尔霍夫电压定律的普遍性。

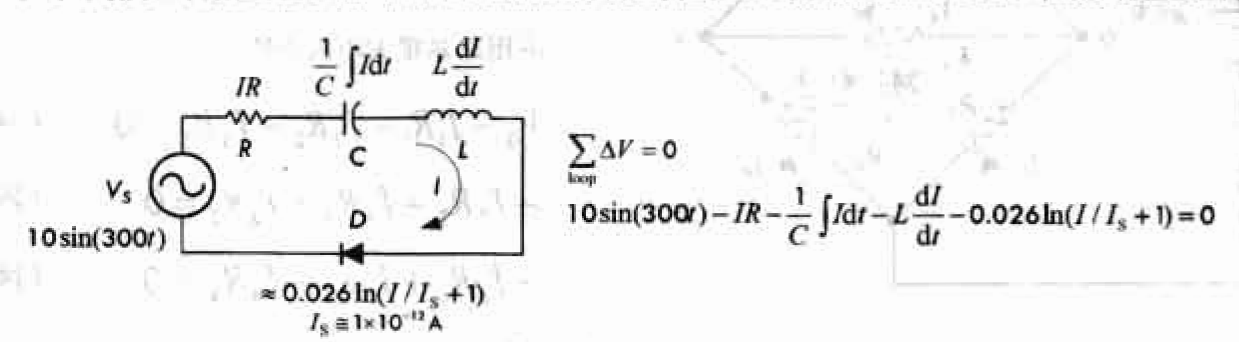


图 2.64 用基尔霍夫电压定律求解一般电路

基尔霍夫电流定律(节点定律)：流入一个节点的所有电流之和等于流出该节点的所有电流之和：

$$\sum I_{in} = \sum I_{out} \tag{2.21}$$

基尔霍夫电流定律的的本质是电荷守恒定律，即流过电路的电荷决不会产生和消失。

下面举例说明基尔霍夫电压定律和电流定律的应用。

例1：电路如图2.65所示，设电阻 $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ 和电压源的电压 V_0 都是已知量。应用基尔霍夫定律求流过各电阻的电流：$I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6$，并应用欧姆定律：$V_n = I_n R_n$，求出各电阻上的电压 V_1，V_2, V_3, V_4, V_5 和 V_6。

解：为了求解这个问题，需在电路中选择一定的回路和节点，对回路应用基尔霍夫电压定律，对节点应用基尔霍夫电流定律，最终建立的方程个数要和未知的量个数相同，然后就是求解这些代数方程，图2.66给出了应用定律建立最终方程的过程。

图2.66的电路有6个方程对应6个未知量。根据线性代数规则，当方程的个数等于未知量的个数时，从中可以求出未知量。求解线性代数方程的方法有三种，第一种方法是采用老式的代入消元法，也叫替代法，即联立所有的方程求出其中一个未知量，再把这个量代回其他方程进一步求解其他量。第二种方法是应用比较清楚和简单的矩阵来计算，在线性代数教材中可以了解有关矩阵方程的求解方法。

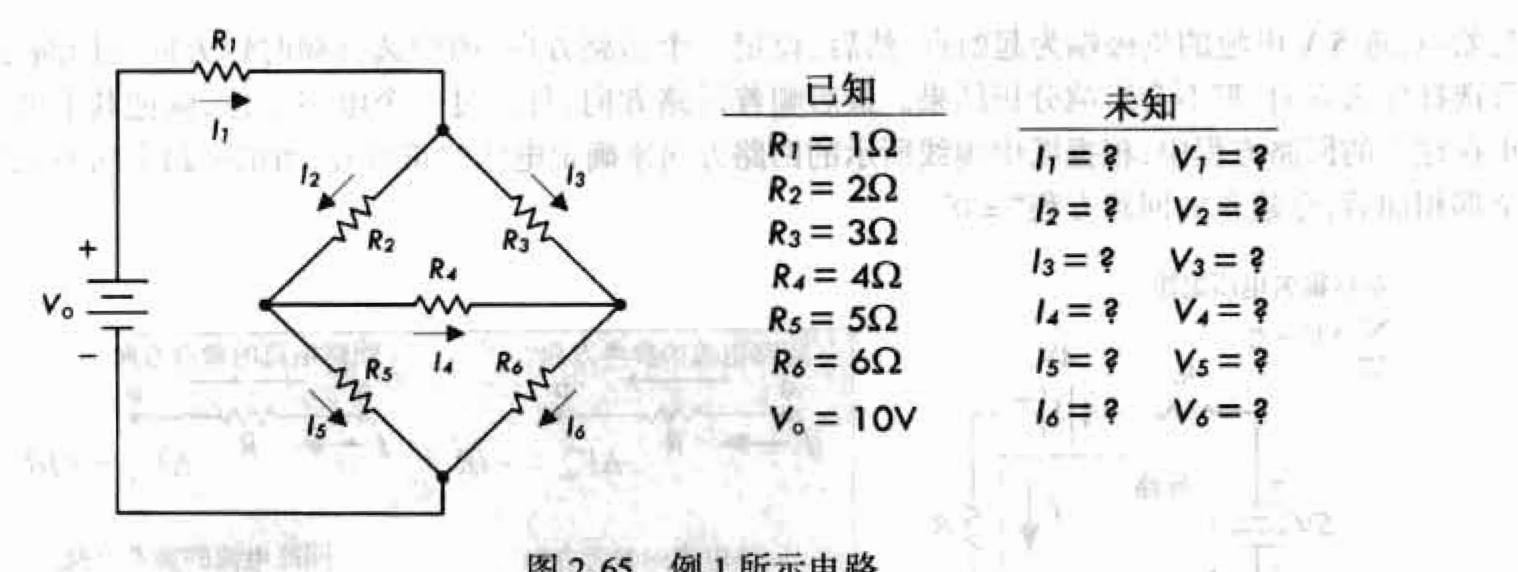


图 2.65 例 1 所示电路

第三种方法认为是最实用的方法,即应用行列式和克拉默法则来求解。应用这种方法时不需要知道关于行列式算法的数学知识,也就是说,如果有计算程序和计算器,只需要把数据代入行列式中,按"="键就可以计算行列式。因为不希望在计算方法上花费太多的时间,所以下面将对图 2.67(a)所示的电阻电路直接给出方程和求解方程。

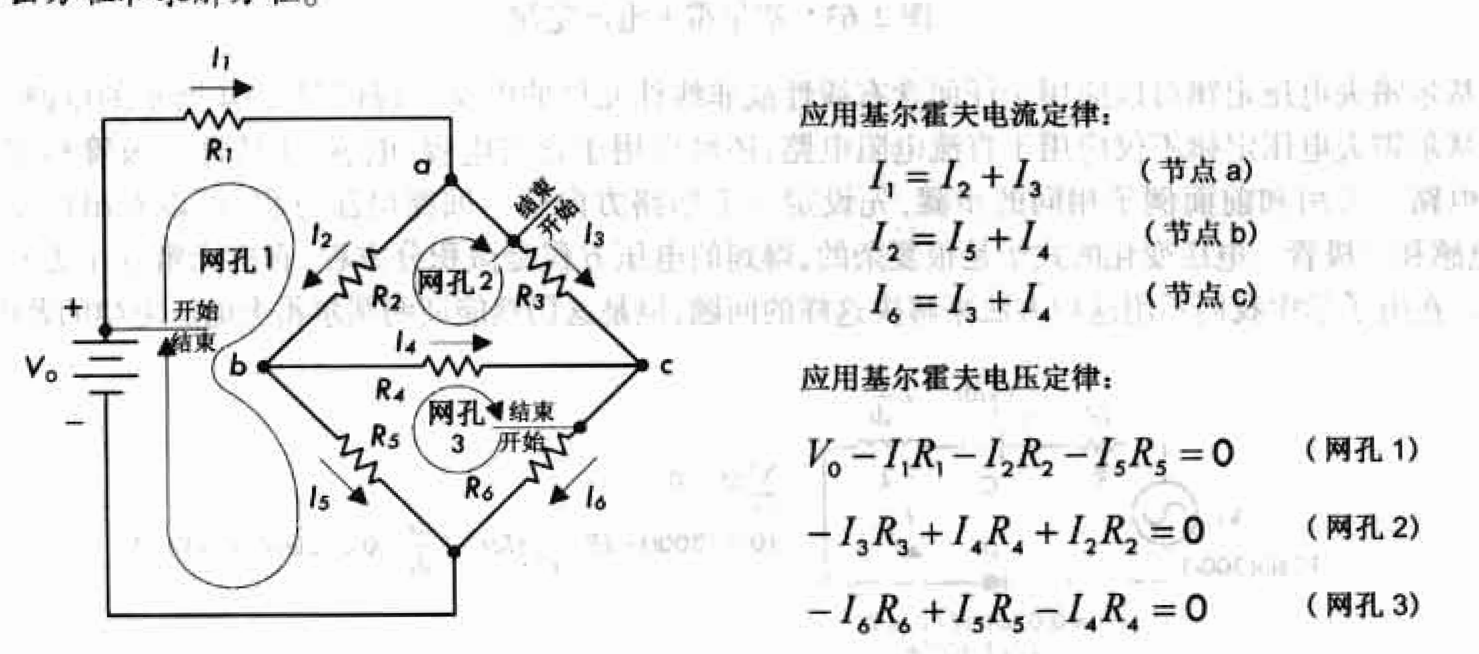


图 2.66 例 1 所示电路的求解方法(一)

先找出求解电阻电路方程组的行列式,然后把所有系数代入行列式,再按计算器或计算机上的"求解"按钮,如图 2.67(b)所示。

现在,若要求出流过电阻 R_5 上的电流和加在它两端的电压,须先求出 ΔI_5,然后利用式 $I_5 = \Delta I_5/\Delta$ 来求电流,最后应用欧姆定律计算电压。图 2.67(c)给出了具体求解步骤。

其他电流(和电压)通过直接计算 $\Delta I'/\Delta$ 可以得出结果。

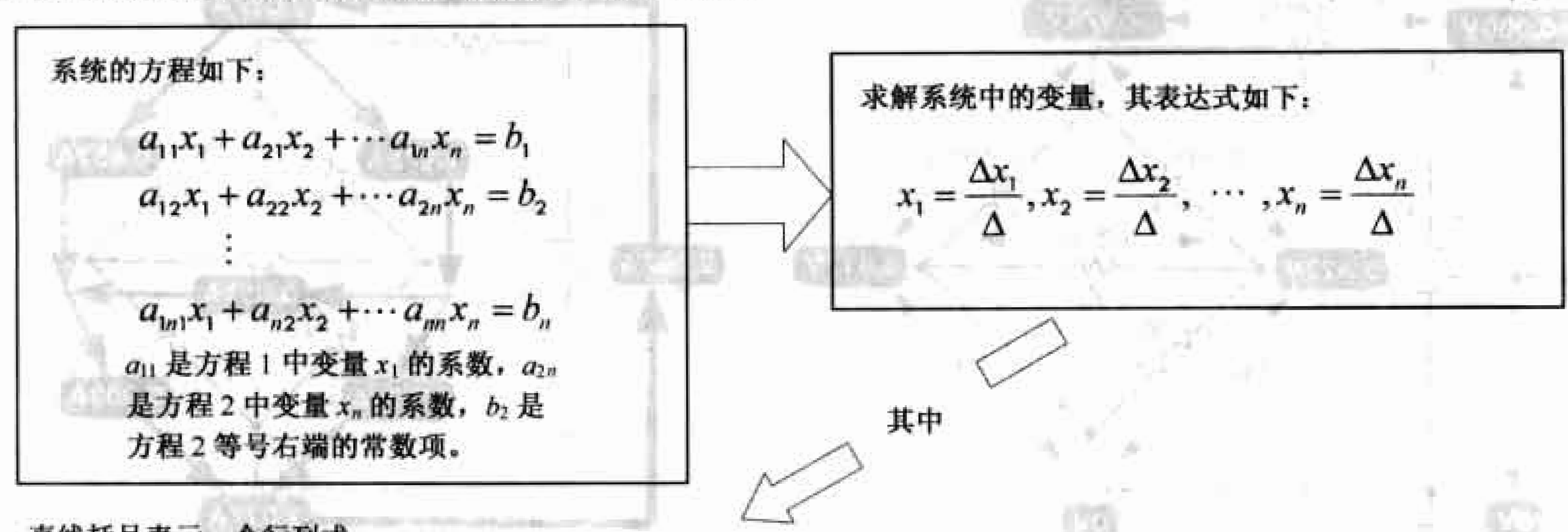
可以看出,最后求解每一个电流值时,需要进行大量的数学运算,为了简便起见,可以应用电路仿真软件 MultiSim 来计算电路中的所有量,如图 2.68 所示。

花大量的时间来计算是一种好的理论训练,但是在实际中,这是很浪费时间的。类似这样的电路问题,使用仿真软件只需数分钟就可以计算出来,仿真结果为:

$V_1 = 2.027\text{V}$　　$I_1 = 2.027\text{ A}$
$V_2 = 2.351\text{V}$　　$I_2 = 1.175\text{ A}$
$V_3 = 2.555\text{V}$　　$I_3 = 0.852\text{ A}$
$V_4 = 0.204\text{V}$　　$I_4 = 0.051\text{ A}$
$V_5 = 5.622\text{V}$　　$I_5 = 1.124\text{ A}$
$V_6 = 5.417\text{V}$　　$I_6 = 0.903\text{ A}$

把计算结果代回电路图中,如图 2.69 所示,应用基尔霍夫电压和电流定律可以来验证计算结果。选取任意

一个回路，将回路中各元件的电压相加应该为0(注意图中黑色标记的电压值是该点相对于0电位参考点的电压)。而流入任意节点的电流之和将等于流出该节点的电流之和，即电流在节点上遵循基尔霍夫电流定律。



直线括号表示一个行列式

$$\Delta=\begin{vmatrix}a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n}\\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n}\\ \vdots & & & \vdots\\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn}\end{vmatrix},\ \Delta x_1=\begin{vmatrix}b_1 & a_{12} & \cdots & a_{1n}\\ b_2 & a_{22} & \cdots & a_{2n}\\ \vdots & & & \vdots\\ b_n & a_{n2} & \cdots & a_{nn}\end{vmatrix},\ \Delta x_2=\begin{vmatrix}a_{11} & b_1 & \cdots & a_{1n}\\ a_{21} & b_2 & \cdots & a_{2n}\\ \vdots & & & \vdots\\ a_{n1} & b_n & \cdots & a_{nn}\end{vmatrix},\cdots,\Delta x_n=\begin{vmatrix}a_{11} & a_{12} & \cdots & d_1\\ a_{21} & a_{22} & \cdots & d_2\\ \vdots & & & \vdots\\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & d_n\end{vmatrix}$$

(a)

$$\begin{aligned}&I_1-I_2-I_3=0\\&I_2-I_5-I_4=0\\&I_6-I_4-I_5=0\\&I_1+2I_2+5I_5=10\\&-3I_3+4I_4+2I_2=0\\&-6I_6+5I_5-4I_4=0\end{aligned}\qquad \Delta=\begin{vmatrix}1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & -1 & -1 & 0\\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1\\ 1 & 2 & 0 & 0 & 5 & 0\\ 0 & 2 & -3 & 4 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -4 & 5 & -6\end{vmatrix}=-587$$

(b)

$$\Delta I_5=\begin{vmatrix}1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1\\ 1 & 2 & 0 & 0 & 10 & 0\\ 0 & 2 & -3 & 4 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -4 & 0 & -6\end{vmatrix}=-660\qquad I_5=\frac{\Delta I_5}{\Delta}=\frac{-660}{-587}=1.124\text{A}$$

$$V_5=I_5\times R_5=(1.124\text{A})(5\Omega)=5.62\text{V}$$

(c)

图2.67　例1所示电路的求解方法(二)

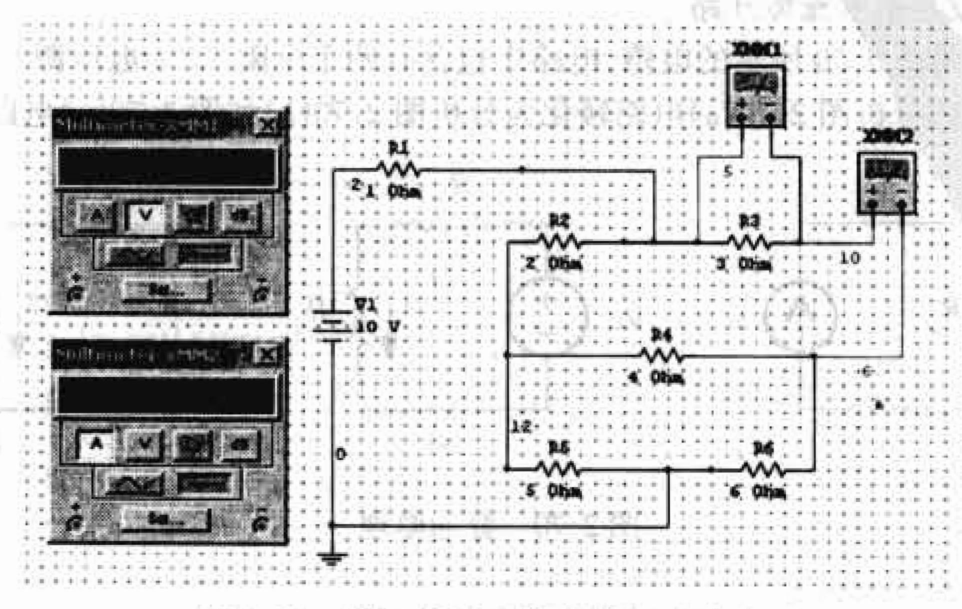


图2.68　例1所示电路的求解方法(三)

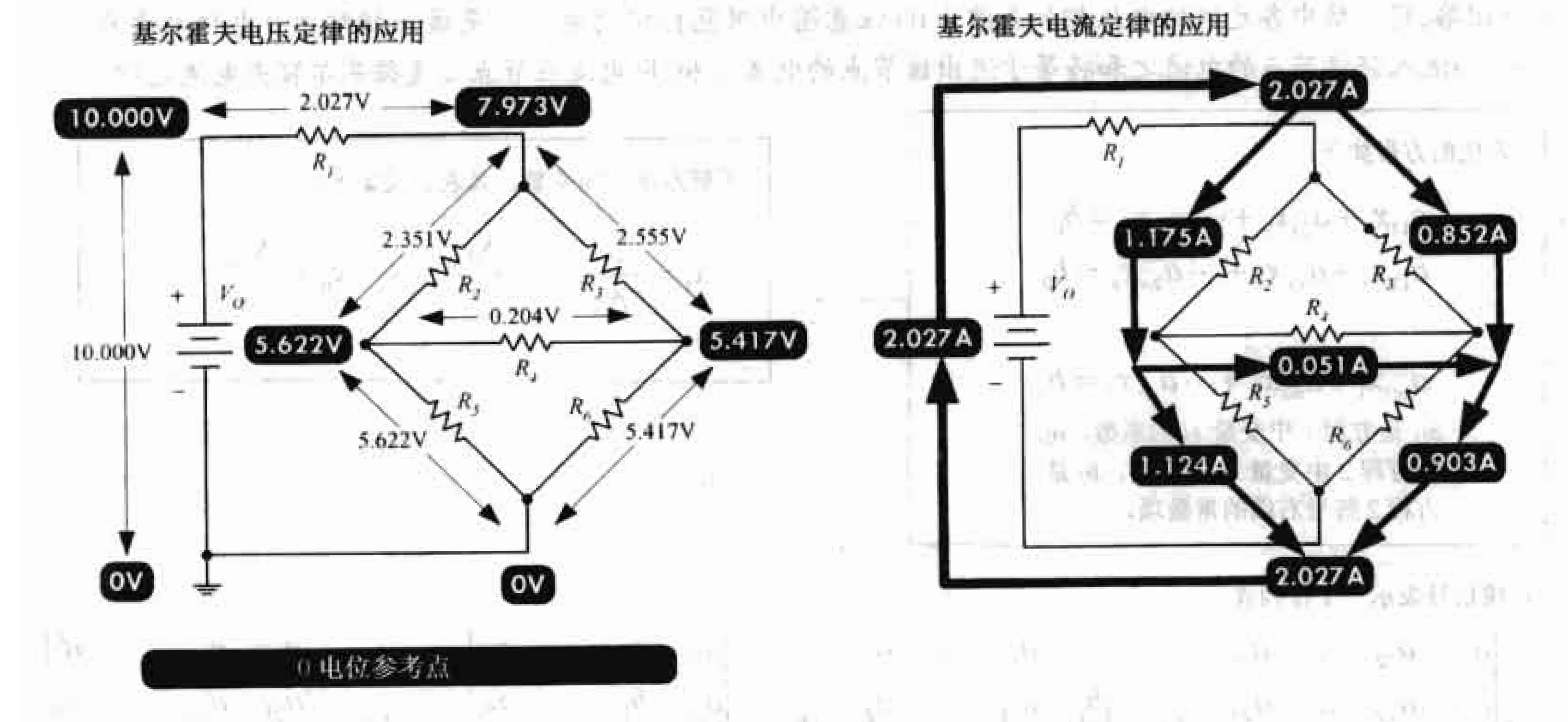


图 2.69　验证例 1 所示电路的计算结果

显然，直接求解电路方程会耗费人们很多精力，而使用仿真软件来求解，又会使人滋生懒惰，解决上述问题的方法是应用称为戴维南定理的一个特殊定理，戴维南定理使用一些巧妙的方法来分析电路，避免了求解方程组或求助仿真软件。戴维南定理应用了叠加原理的概念，因此，下面首先讨论叠加原理。

2.18　叠加原理

在电子学中，叠加原理是一个很重要的定理，叠加原理适用于分析含有多个电源的线性电路，定理的内容表述如下：

叠加原理：线性电路的任一支路电流等于电路中每一个电源单独作用时(其余电源置零)在该支路产生的电流之和。

应用基尔霍夫定律可以证明叠加原理。事实上直接对线性电路应用基尔霍夫定律将得出一组线性方程，化简这组线性方程可以得到只有单个未知量的线性方程式，也就是说，一个未知的支路电流可以看成是每一个带有适当系数的电源的线性叠加。需要明确的是叠加原理不能用于非线性电路。

弄清楚叠加原理中把电源置零的含义是非常重要的。电路中的电源有电压源或电流源，把电压源置零就是把电压源的两个端子连接，使两端子的电位相同，即用一段导体来代替电压源形成一个短路电路。把电流源置零就是从电路中去掉电流源使其两端子之间断开形成开路电路。因此电压源为零就是把电压源短路，而电流源为零就是把电流源开路。

下面用叠加原理分析图 2.70 所示的电路，电路中包含有两个电阻，一个电压源和一个电流源。

应用叠加原理可以把分析图 2.70(a)电路转化为分析图 2.70(b)和图 2.70(c)电路。

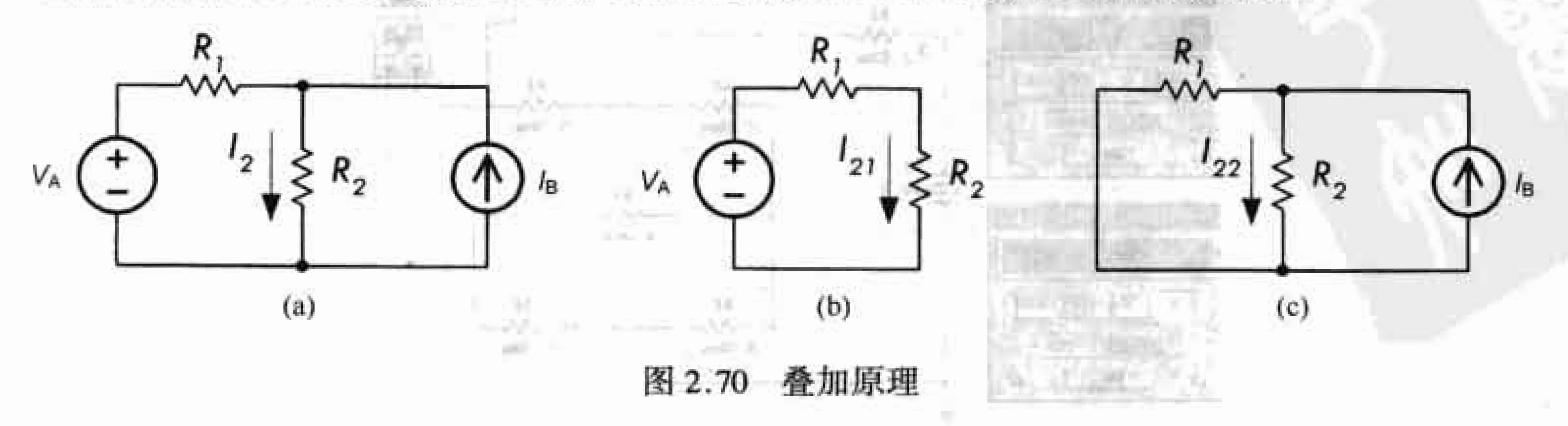


图 2.70　叠加原理

首先从电路中去掉电流源(把电流源的两个端子断开),如图2.70(b)所示。图2.70(b)中流过电阻 R_2 的电流仅由电压源 V_A 产生,等于电压 V_A 除以等效电阻:

$$I_{21}=\frac{V_A}{R_1+R_2}$$

式中电流叫做由电源1在支路2上产生的部分电流。然后把电压源置零,即把电压源用一段导体替代使电压源短路,如图2.70(c)所示,图2.70(c)电路为一个分流器,因此,电流源在电阻 R_2 上产生的部分电流为:

$$I_{22}=\frac{I_BR_1}{R_1+R_2}$$

应用叠加原理,把部分电流相加得到支路2的总电流为:

$$I_2=I_{21}+I_{22}=\frac{V_A-I_BR_1}{R_1+R_2}$$

用同样的方法可以求得电阻 R_1 上的电流为:

$$I_1=\frac{V_A-I_BR_2}{R_1+R_2}$$

叠加原理是分析线性电路的非常重要的一种方法,应用叠加原理使复杂线性电阻网络的分析成为可能,也使后面涉及的线性正弦电路的分析成为可能。叠加原理是电路中两个重要定理——戴维南定理和诺顿定理成立的基础,戴维南定理和诺顿定理采用了一些相当灵活的方法,使其在电路分析中比叠加原理更实用。虽然在电路分析中很少直接应用叠加原理,但明确叠加原理是其他许多电路分析方法的基础是很重要的。

2.19 戴维南定理和诺顿定理

2.19.1 戴维南定理

一个复杂的电路如图2.71所示,如果关注的仅仅是电路中节点A和节点F之间的电压(或其他任意两个节点之间的电压),以及连接在这两个节点之间的负载电阻的电流,则应用基尔霍夫定律来求解这个问题将会很麻烦,需要费力地列出大量的方程,然后艰难的求解复杂的方程组。

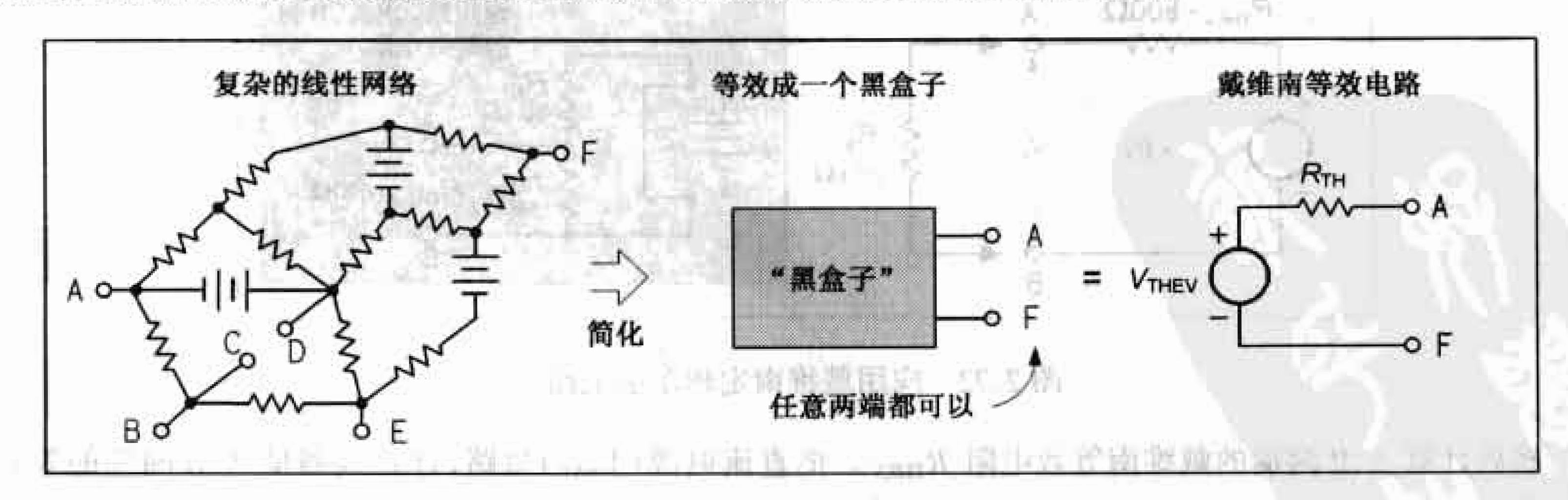


图2.71 戴维南定理的本质

幸运的是,名叫戴维南的人提出了一个不需要运用太多数学计算的定理使分析的问题简化,并得出问题的答案。戴维南发现如果仅仅关注电路中两个端子之间所连支路的量值,可以先把端子间的这条支路从复杂电路中断开,把电路剩余部分看成是一个伸出两个端子的"黑盒子",这个"黑盒子",或说线性两端直流网络可以用一个电压源和一个电阻的串联支路来替代。以上方法被称为戴维南定理。串联支路中的

电压源叫做戴维南等效电压 V_{THEV}，电阻叫做戴维南等效电阻 R_{THEV}；整个串联支路叫做戴维南等效电路。应用这个简单的等效电路，再结合欧姆定律很容易计算出与等效电路相连的负载电流：$I = V_{THEV}/(R_{THEV} + R_{LOAD})$。

要注意的是，线性两端网络（“黑盒子”）的两个端子在电路中实际可能是不存在的。换句话说，如果计算一个复杂电路负载上的电流和电压，首先必须把负载电阻从电路中去掉形成一个两端电路，然后求出戴维南等效电路，再把负载电阻与戴维南等效电路连接，应用欧姆定律计算负载上的电压和电流：$I = V_{THEV}/(R_{THEV} + R_{LOAD})$。这里存在两个重要的问题：一是戴维南等效方法的本质是什么？二是戴维南等效电压 V_{THEV} 和等效电阻 R_{THEV} 的物理含义是什么？

首先，V_{THEV} 只是“黑盒子”两端的电压，可以用测量或计算的方法得到。R_{THEV} 就是把“黑盒子”中所有直流电源置零后端子间的等效电阻，也可以用测量或计算的方法得到。

至于戴维南等效方法的本质其实是叠加原理。图 2.72 的例子给出了应用戴维南定理的方法，图示表明通过应用叠加原理把所有的电源全部置零（叠加原理每次把一个电源置零，计算部分电流，然后叠加在一起，等等）可以求出戴维南电阻。

给出了如何应用戴维南定理求解分压电路的例子。说明通过应用戴维南定理可以很方便的求出负载的电流和电压。计算步骤如下：

首先，去掉负载 R_3，使 A、B 端断开，然后应用欧姆定律或分压公式求出戴维南等效电压 V_{THEV}，也就是 A、B 两端的开路电压。

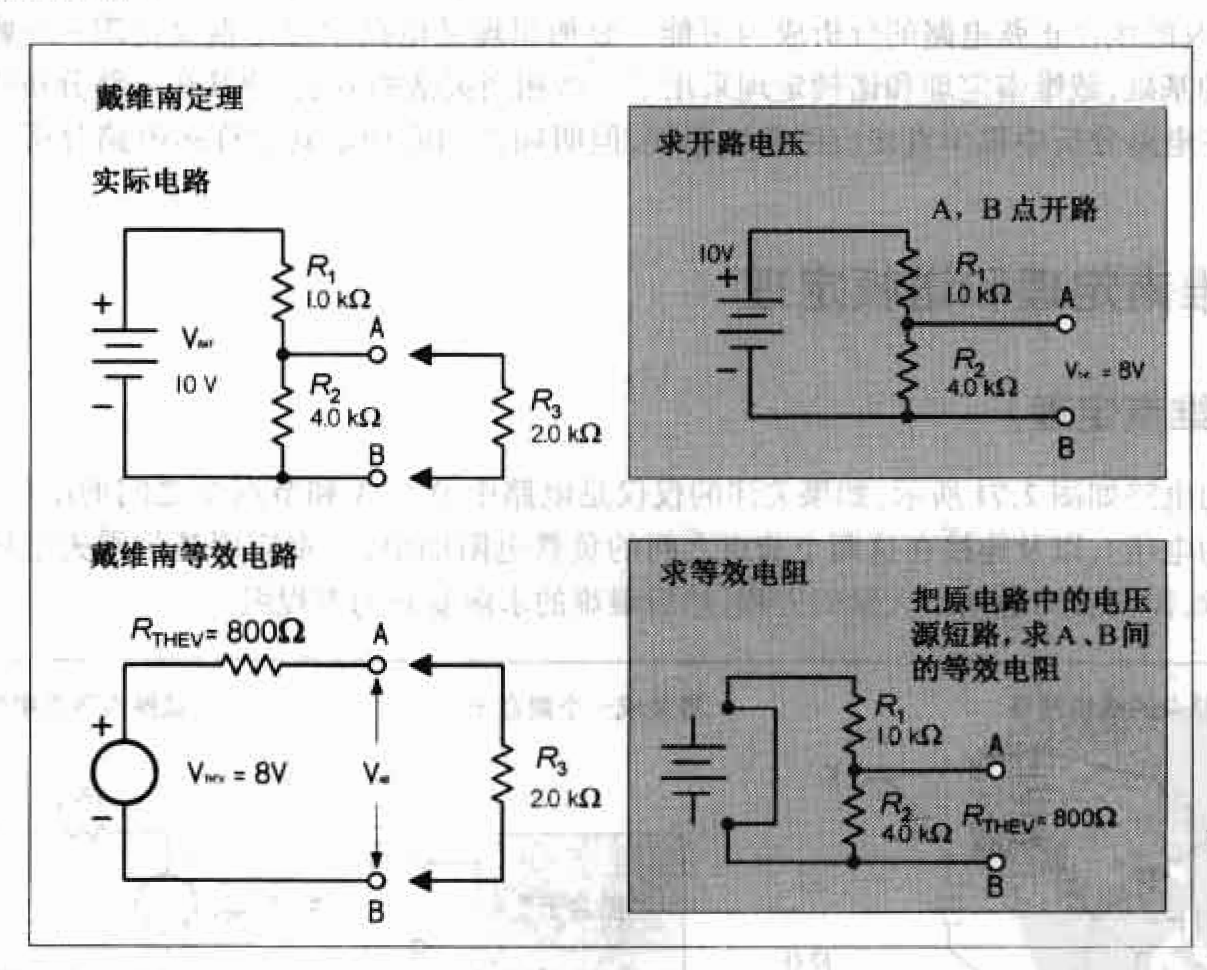


图 2.72 应用戴维南定理求解电路

然后计算 A、B 两端的戴维南等效电阻 R_{THEV}。把直流电源（V_{BAT}）短路，计算或测量 A、B 两端的等效电阻 R_{THEV}，R_{THEV} 为电阻 R_1 和电阻 R_2 的并联等效电阻。

最后得到用 V_{THEV} 和 R_{THEV} 串联表示的戴维南等效电路。则负载上的电压和电流为：

$$V_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_{THEV}} \times V_{THEV} = \frac{2000\ \Omega}{2800\ \Omega} \times 8\,\text{V} = 5.7\,\text{V}$$

$$I_3 = \frac{V_{THEV}}{(R_{THEV} + R_3)} = \frac{8\,\text{V}}{2800\ \Omega} = 0.003\ \text{A}$$

2.19.2 诺顿定理

诺顿定理是分析复杂电路的另一种方法。和戴维南定理一样，诺顿定理也是把一个复杂的二端网络用一个简单的等效电路替代。与戴维南等效电路不同的是，诺顿等效电路是由一个电流源和一个电阻的并联组成，这个电阻与戴维南等效电阻恰好相同，仅仅需要计算出电流源的电流值，这个电流叫做诺顿等效电流 I_{NORTON}。显然，诺顿定理对应的是电流源，而戴维南定理对应的是电压源。但诺顿定理和戴维南定理一样，在本质上还是叠加原理。

图2.73说明用戴维南定理分析的电路，也可以用诺顿定理来分析。诺顿电流 I_{NORTON} 为节点A，B之间的短路电流。

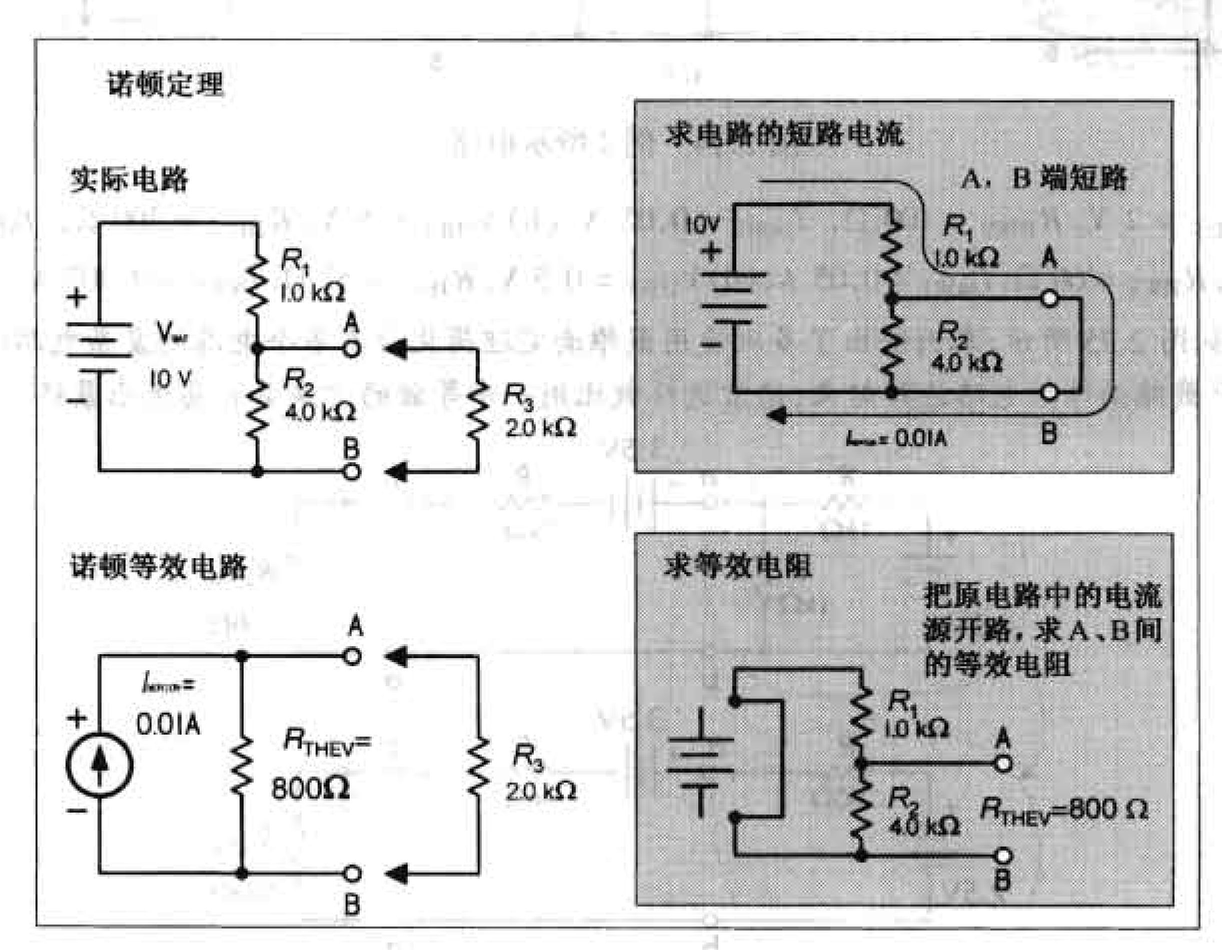


图2.73 应用诺顿定理求解电路

为了计算诺顿等效电流 I_{NORTON}，首先去掉负载 R_3，把A、B两端短路，注意此时电阻 R_2 被短路，R_2 上没有电流流过。应用欧姆定律，得短路电流或诺顿等效电流为：

$$I_{NORTON}=\frac{V_{BAT}}{R_1}=\frac{10\text{ V}}{1000\ \Omega}=0.01\text{ A}$$

然后计算戴维南等效电阻 R_{THEV}，可以直接应用上例的结果。

$$R_{THEV}=800\ \Omega$$

最后构成诺顿等效电路。再把负载 R_3 接到等效电路上，应用欧姆定律或分流公式求出流过电阻 R_3 的电流：

$$I_3=\frac{R_{THEV}}{R_{THEV}+R_3}\times I_{NORTON}=\frac{800\ \Omega}{2800\ \Omega}\times 0.01\text{ A}=0.003$$

诺顿等效电路可以转化为戴维南等效电路，反之亦然。两种情况下的等效电阻相同；在戴维南等效电路中，等效电阻和等效电压源串联在一起；而在诺顿等效电路中，等效电阻和等效电流源并联在一起。戴维南等效电源的电压等于诺顿等效电路空载时等效电阻上的电压。而诺顿等效电源的电流等于戴维南等效电源的短路电流。

例1：电路如图2.74所示，求四个电路中A、B点之间的戴维南等效电路和诺顿等效电路。

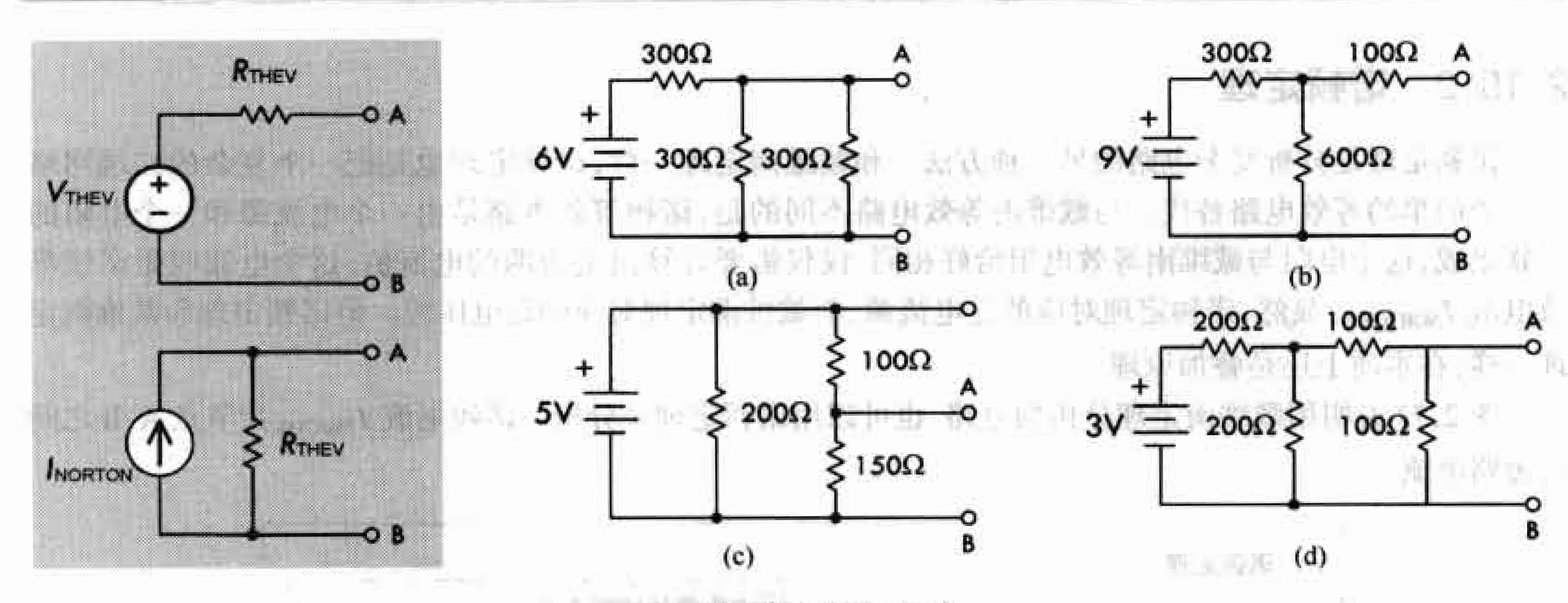


图 2.74 例 1 所示电路

解:(a) $V_{THEV}=2\ \text{V}$, $R_{THEV}=100\ \Omega$, $I_{NORT}=0.02\ \text{A}$, (b) $V_{THEV}=6\ \text{V}$, $R_{THEV}=300\ \Omega$, $I_{NORT}=0.02\ \text{A}$, (c) $V_{THEV}=3\ \text{V}$, $R_{THEV}=60\ \Omega$, $I_{NORT}=0.05\ \text{A}$, (d) $V_{THEV}=0.5\ \text{V}$, $R_{THEV}=67\ \Omega$, $I_{NORT}=0.007\ \text{A}$

例 2:电路如图 2.75 所示,本例给出了多次使用戴维南定理简化含有多个电源的复杂电路的方法。也就是把得到的多个戴维南等效电路连接起来,通常这样做比用一步等效的方法更容易求出最终的等效电路。

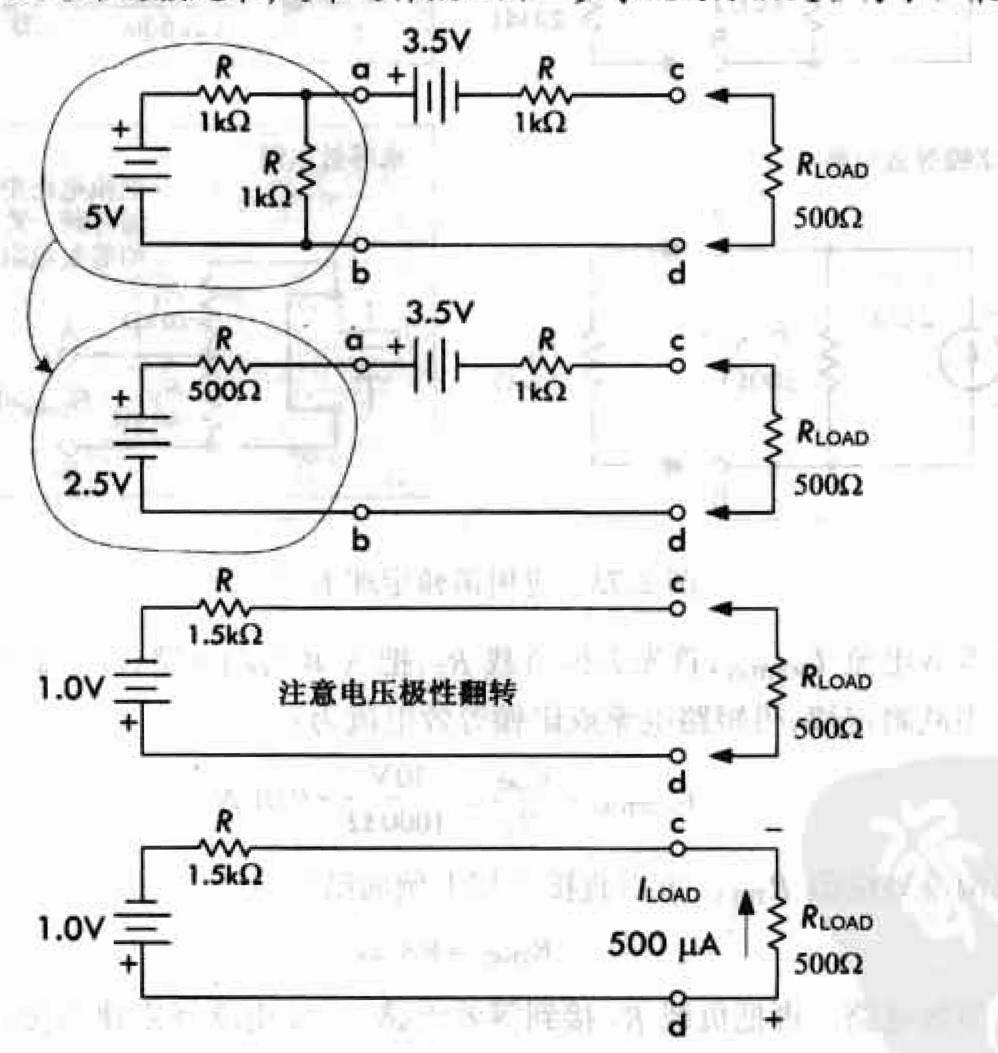


图 2.75 例 2 所示电路

解:本例的目标是计算接在 c、d 两端的负载电阻 R_{LOAD} 的电流,为了简化计算,首先求出 a, b 左端电路的戴维南等效电路。利用分压和电阻并联等效的公式:

$$V_{THEV}(\text{a,b})=\frac{(1000\ \Omega)}{1000\ \Omega+1000\ \Omega}(5\ \text{V})=2.5\ \text{V}$$

$$R_{THEV}(\text{a,b})=\frac{(1000\ \Omega)(1000\ \Omega)}{1000\ \Omega+1000\ \Omega}=500\ \Omega$$

(求戴维南等效电阻 R_{THEV} 时,把 5 V 电压源短路)。

然后把这个等效电路接入原电路中，如图 2.75 的第二幅图所示，再求 c、d 左端电路的戴维南等效电路。应用基尔霍夫定律和电阻串联等效的公式：

$$V_{THEV}(c,d) = 2.5V - 3.5V = -1.0V$$

算出的的结果是负值，这是由于图中电池的极性与所设戴维南等效电压的方向相反。

$$R_{THEV}(c,d) = 500\,\Omega + 1000\,\Omega = 1500\,\Omega$$

（求戴维南等效电阻 R_{THEV} 时，把电路中的两个电压源都短路）。

最后把 500 Ω 的负载电阻接入最终的戴维南等效电路得负载电流为：

$$I_{LOAD} = \frac{1.0V}{1500\,\Omega + 500\,\Omega} = 5 \times 10^{-4}\,A = 0.5\,mA$$

例 3：电路如图 2.76 所示，为增加电流容量，把 1.5 V 的电池并联起来，已知电池的内阻都为 0.2 Ω 求电路的戴维南电路等效电路。

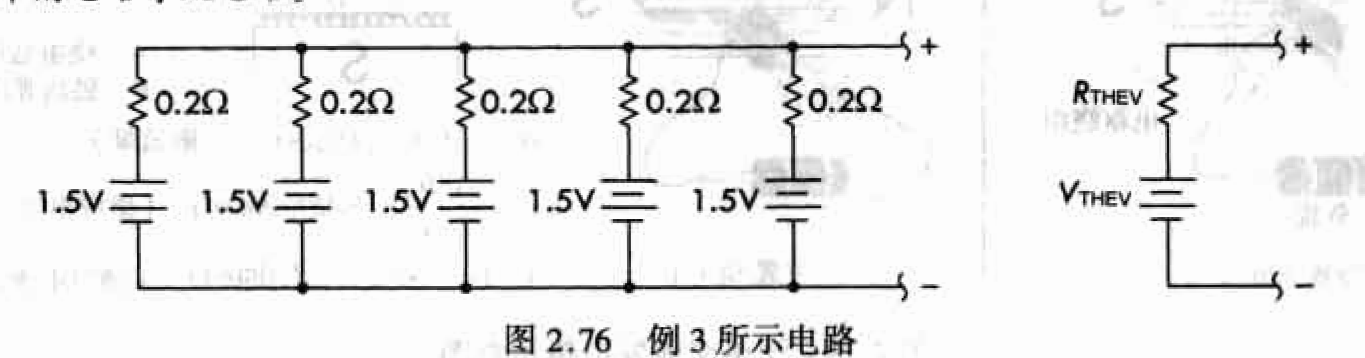


图 2.76 例 3 所示电路

解：应用戴维南定理可得，$R_{THEV} = 0.04\,\Omega$，$V_{THEV} = 1.5\,V$，可见，戴维南等效电阻很小，这是电池并联的结果。

2.20 交流电路

电路是一条闭合的导电路径，通过这条路径，电子从电源流到负载又流回电源。如果电源是直流电源，电路中的电子仅朝一个方向流动，产生直流电流(DC)。电子学中常用的另一种电源是交变电源，它产生的电流是周期性改变方向的交变电流(AC)。在交变电路中，不仅电流的方向是周期性变化的，电压的极性也周期性的变化。

图 2.77 给出了一个直流电路和一个交流电路。交流电路由一个正弦电源激励，产生一个周期性变化的正弦波。根据不同的应用场合，正弦波的频率可以从几赫兹到几吉赫兹变化。

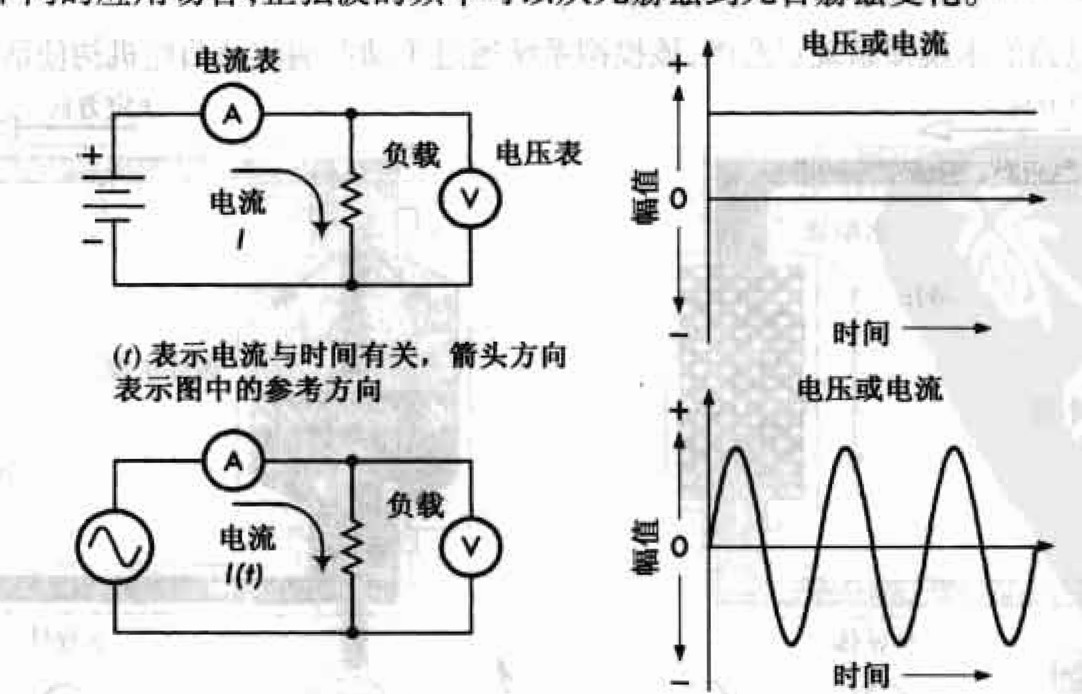


图 2.77 交直流电路的比较

图中电压和电流相对于 0 V/0 A 坐标轴正负变化，表明电源的电动力方向在改变，所以引起电压源极性和电流方向的改变。某一时刻电源两端的实际电压值为正弦波曲线上对应时间轴上该时刻的值。

2.20.1 交变电流的产生

产生正弦波信号的最普遍的方式是应用电磁感应原理,即利用交流发电机(或转换器)。图 2.78 为一个由磁体和线圈构成的简单交流发电机示意图。线圈放置在磁体的 N、S 极之间,可以绕轴旋转。随着线圈在磁场中的旋转,通过线圈的磁通不断变化,线圈中的电荷受到磁场力而运动,从而在线圈两端形成感应电压。根据图 2.78,通过线圈的磁通量是线圈与磁场方向夹角的函数,而感应电压是以 ω(rad/s) 为角频率的正弦量。

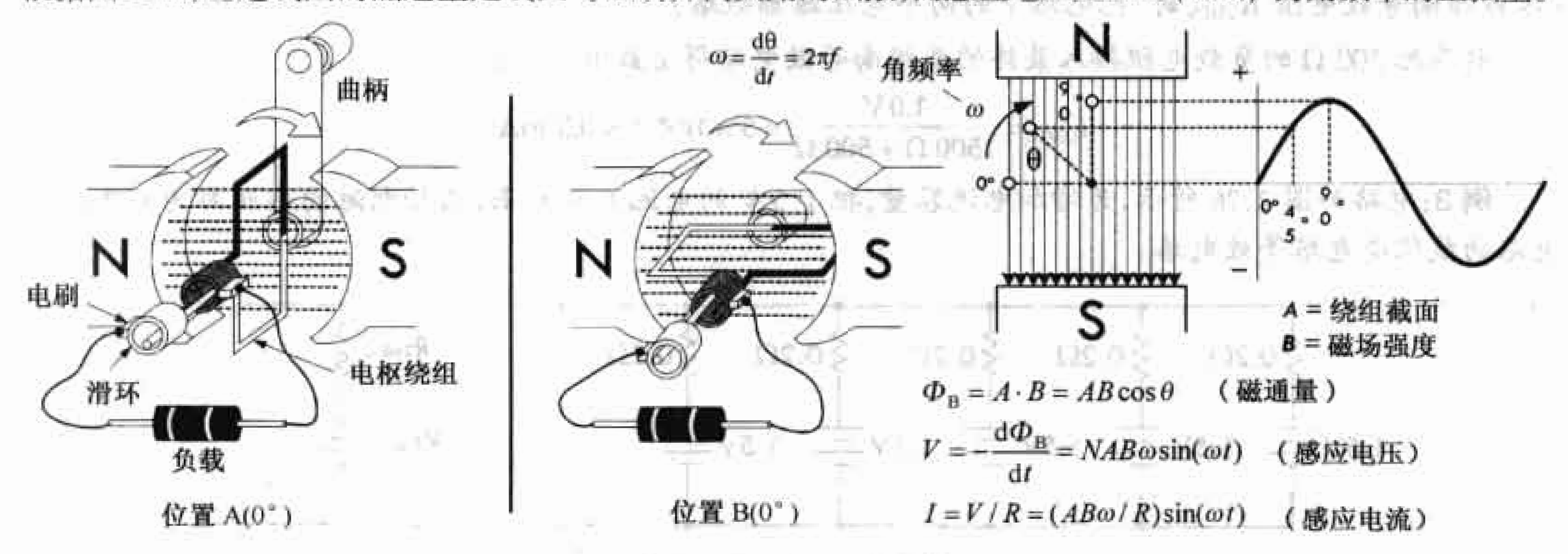


图 2.78 简单交流发电机示意图

实际交流发电机的结构要复杂得多,但都是依据电磁感应原理。产生交变电流的其他方法还有:使用变频器(如扩音器),或使用由电感、电容组成的直流激励的振荡电路。

交流电的重要性

在电子学中,正弦波信号得到广泛应用的主要原因是利用交流发电机可以很容易的将周期的机械运动转换为感应电流;另一重要原因是正弦量的积分或微分得出的还是正弦量,如在电感和电容两端施加正弦电压会产生正弦电流,由此出现的系统问题和防御措施将在后续章节中介绍。使用交流电的一个最重要的好处在于可以利用变压器使电压增大或减小以减小传输中的电流损耗。由于变压器不能用在直流电路中,所以直流电路中的电压改变是相当困难的,且往往存在电阻损耗,但变压器在交流电压转换过程中电阻损耗很小。

2.20.2 交流电路的水模拟系统

图 2.79 为交流电路的水模拟系统示意图,该模拟系统通过手动曲柄驱动凸轮机构使活塞上下运动。

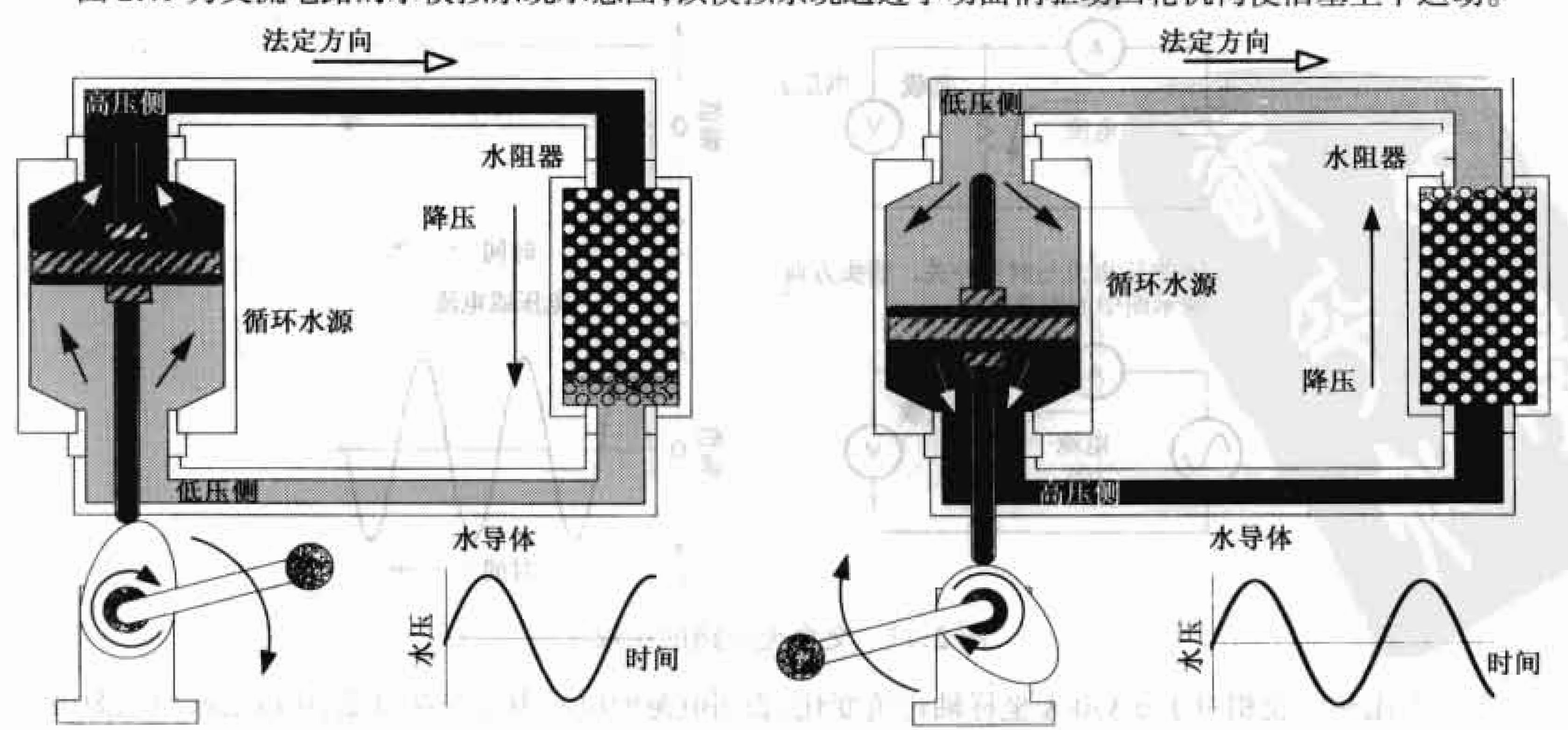


图 2.79 交流电路的水模拟系统示意图

在水模拟系统中，水微粒会随着曲柄的转动而来回晃动。交流电路中存在与水模拟系统相似的效应，但要复杂一些。可以设想在导体内部，自由电子的漂移速度以正弦方式来回振动，实际漂移速度和漂移距离是很小的，一般在微米范围内，且与导体性质和电源电压的大小有关。理论上认为在一个周期内，电子的平均位移为零，但这与单个电子的随机热运动速度并不相矛盾。施加高频信号时，情况将更加复杂，此时将出现趋肤效应，详细的问题将在后面介绍。

2.20.3　脉动直流

如果在一个电路中，电流和电压的方向始终不变，那么，即使它们的值在变化，仍然认为是直流电流。如图 2.80 所示电路，电流始终大于零，但电流幅值做周期变化，不论变化的波形如何，此时的电流都称之为"脉动直流"。如果电流变化的周期为零，则称之为"断续直流"。

从另一角度来说，可以把断续直流和脉动直流看做是交流和直流的组合，因此，可以把一些特殊的电路分解成交流和直流两部分，分别进行分析或利用。反之也可以构成交直流并存的电路。

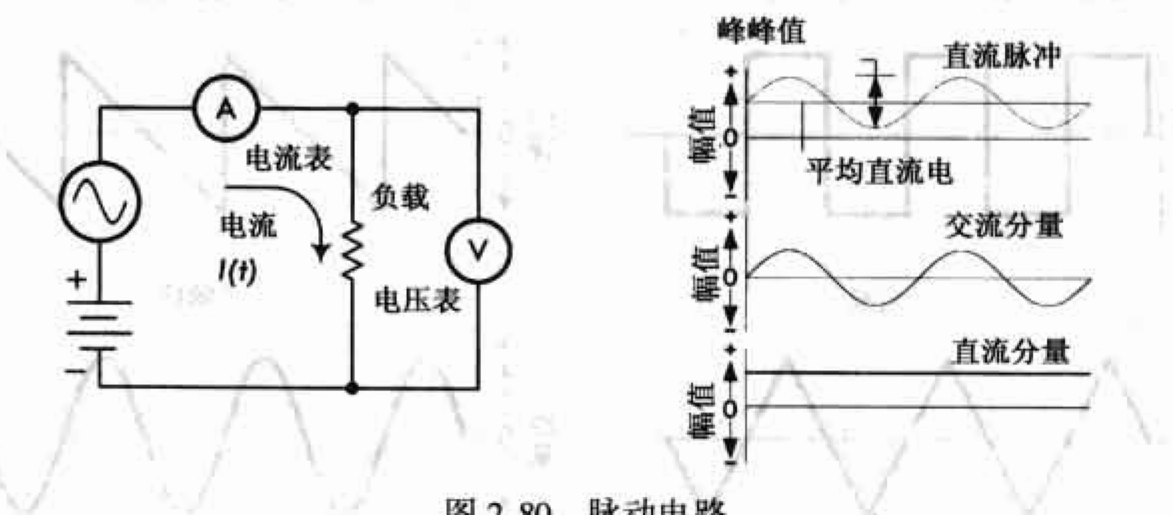


图 2.80　脉动电路

2.20.4　正弦电源的连接

交流电源和直流电源可以连接，同样交流电压源和电流源之间也可以连接，从而产生复杂波形。图 2.81(a)是两个频率接近的交流信号，以及将它们串联后所产生的波形。图 2.81(b)是两个不同频率和波长的交流信号以及将它们串联后所产生的波形。

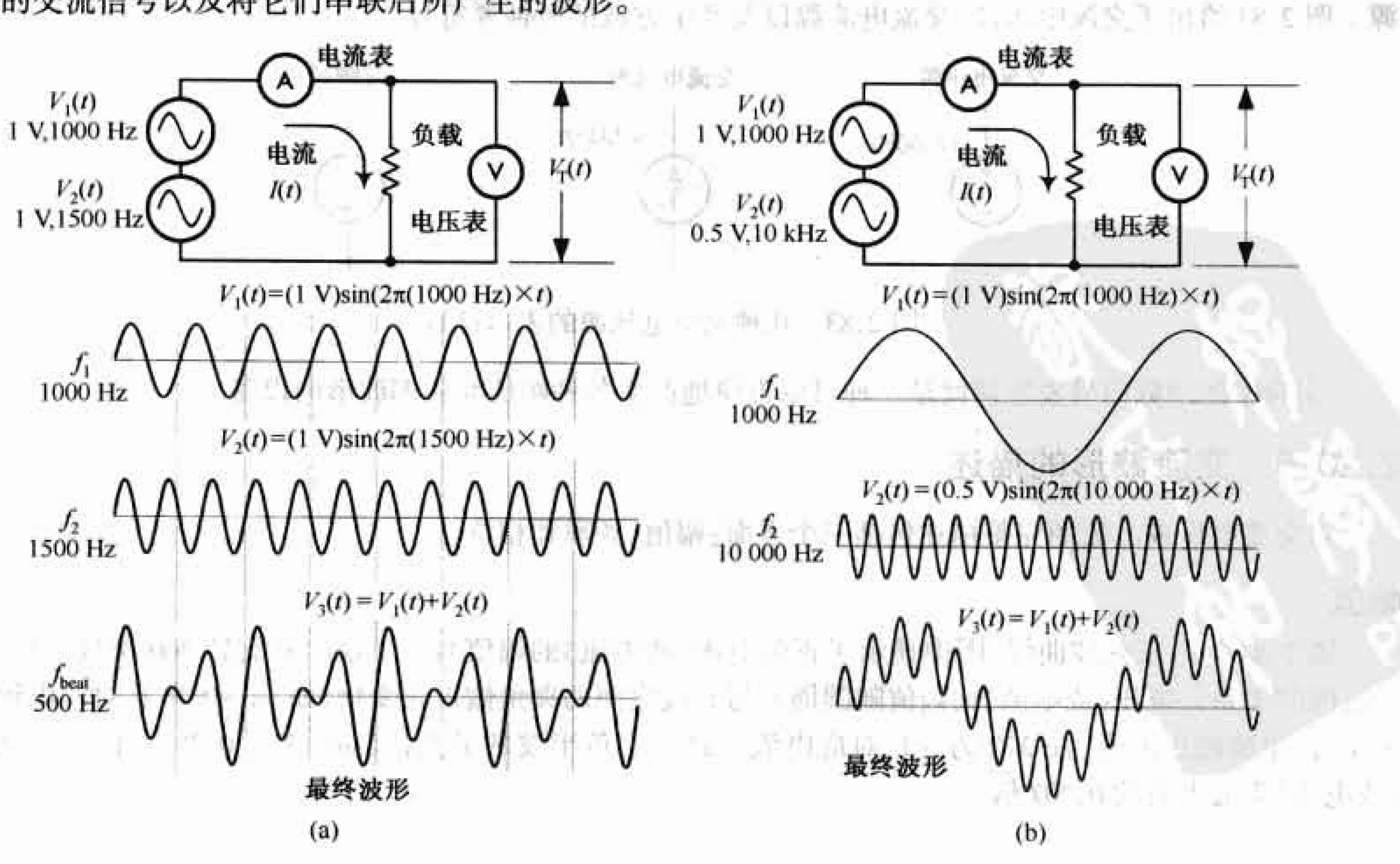


图 2.81　正弦电源的连接

图 2.81(a)为两个幅值相同、频率相近的交流信号的合成波。注意两个交流波的正向峰值点合成后得到更高的峰值点:即所谓的拍现象。拍频率是 $f_2 - f_1 = 500$ Hz。图 2.81(b)两个频率和幅值相差较大的交流信号形成一个合成波,合成波中一个波载在另一个波上。

在后续章节中我们将发现通过把两个幅值和相位不同但频率相同的正弦波合成后,得到的仍是正弦波,这一点在交流电路的分析中是非常重要的。

2.20.5 交流波形

交变电流除了正弦波形之外,还有许多其他有用的波形。图 2.82 给出了一些电子学中常用的波形。方波在数字电子学中是很重要的,它用以表示真(通)或假(断)。三角波和锯齿波在计时电路中特别有用。在本书的后续章节中将看到应用傅里叶分析法,可以通过叠加一组正弦波来获得任一周期波形。

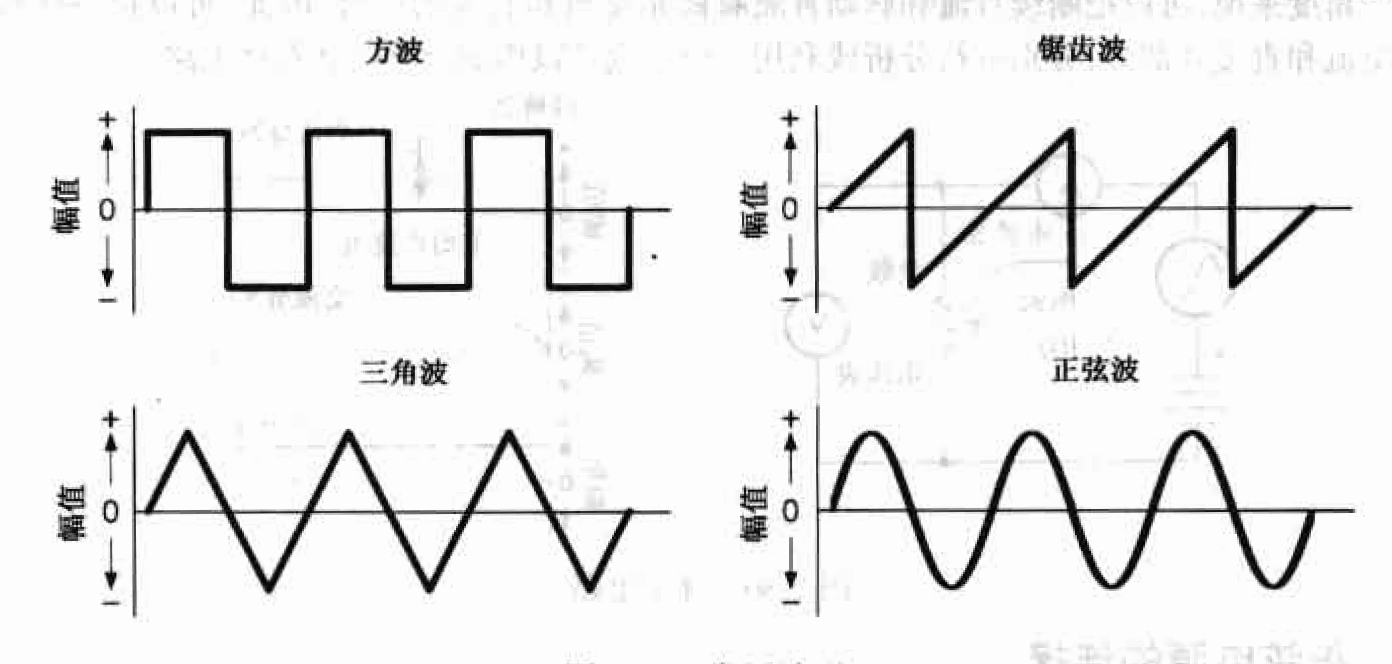


图 2.82 常用波形

一个理想的正弦电压源,不论负载如何,总可以提供所需的电流并维持其两端的电压值。而一个理想的正弦电流源,不论负载如何,都能提供所需的电压并维持其输出电流。也可以建立其他波形的理想电源。图 2.83 给出了交流电压源、交流电流源以及产生方波的时钟源符号。



图 2.83 几种交流电压源的表示符号

实验室的函数信号发生器就是一种可以方便地产生各种幅值和频率波形的设备。

2.20.6 交流波形的描述

对交流电压或电流的完整描述包括三个方面:幅值,频率和相位。

幅值

图 2.84 为一正弦波曲线,图中显示了正弦电压(或电流)的幅值与一个逆时针旋转 360°圆周上相应位置之间的关系。电压(或电流)的幅值随圆周上与 0°线之间的夹角做正弦变化,如 sin 90°为 1,对应电流(或电压)正半波的最大值,sin 270°为 -1,对应电流(或电压)负半波的最大值,sin 45°为 0.707,对应点的电流(或电压)为最大值的 0.707 倍。

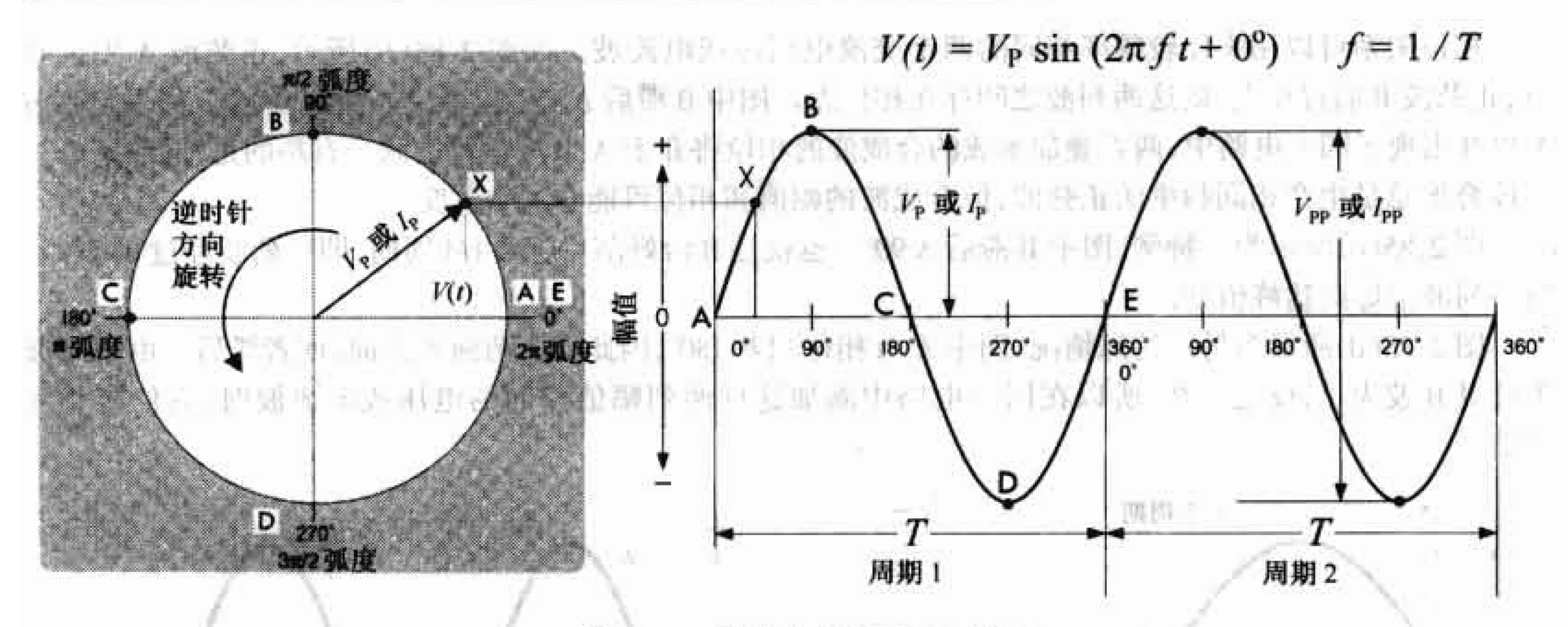


图 2.84 正弦波的幅值与相位

2.20.7 频率和周期

持续转动的发电机将产生正弦变化的电压(或电流),随着时间的延续,正弦波不断循环。在一个循环内任意选取一点,如峰值点作为标记点,则每秒内电流(或电压)到达该标记点的次数称为该交流电的频率。也就是说,频率表示的是电流(或电压)循环的速率,其单位为转/秒或赫兹(Hz)。

每次循环所持续的时间称为周期,可以用两个连续周期的相同点之间间隔的时间来测量。在数值上,周期等于频率的倒数:

$$频率(Hz) = \frac{1}{周期(s)} 或 f = \frac{1}{T} \tag{2.22}$$

和

$$周期(s) = \frac{1}{频率(Hz)} 或 T = \frac{1}{f} \tag{2.23}$$

例 1: 求 60 Hz 交变电流的周期。

解:

$$T = \frac{1}{60\ \text{Hz}} = 0.0167\ \text{s}$$

例 2: 求周期为 2 ns 的交变电压的频率。

解:

$$f = \frac{1}{2 \times 10^{-9}\ \text{s}} = 5.0 \times 10^8\ \text{Hz} = 500\ \text{MHz}$$

在电子学中,交变电流(或电压)的频率范围很广,从几赫兹到几十亿赫兹。为了简单表达某些高频和短周期信号,可在 Hz 之前加上适当的前缀。如:10^3 Hz = 1 kHz (千赫兹),10^6 Hz = 1 MHz (兆赫兹),10^9 Hz = 1 GHz (吉赫兹),10^{12} Hz = 1 THz (太赫兹)。在测量小于 1 s 的周期时,时间基本单位可由秒改为毫秒(10^{-3} s 或 ms),微秒(10^{-6} s 或μs),纳秒(10^{-9}s 或 ns) 及皮秒(10^{-12}s 或 ps)。

2.20.8 相位

在画电压或电流的正弦波曲线时,令水平轴为时间轴,时间轴的右侧表示事件发生得较晚,而左侧则较早。虽然时间的单位是秒,但实际上如果把波的一个循环周期分为 360°作为单位则会更简便。习惯上常以 0°作为计时起点,即作为电压或电流正半周的起始点,如图 2.85(a)所示。

用这种方式表示交流电的周期,可以使计算和测量值的记录与频率无关。在一个周期内,电压或电流的正向峰值出现在 90°处。也就是说,相对于 0°起始点交流峰值所在处的相位为 90°。

相位关系可以用来比较频率相同的两个交流电压波或电流波。如图 2.85(b)所示,正弦波 A 先过 0°点,正弦波 B 后过 0°点,则这两列波之间存在相位差。图中 B 滞后 A 45°,或者说 A 超前 B 45°。如果正弦波 A 和 B 出现于同一电路中,两者叠加形成的合成波的相位将介于 A、B 波相位之间。有趣的是,同频率的正弦波叠加总是生产相同频率的正弦波,但合成波的幅值和相位可能会发生改变。

图 2.85(c)所示为一特例,图中 B 滞后 A 90°。也就是 B 恰好落后于 A 1/4 周期,即一列波经过 0 °点时,另一列波恰好到达峰值处。

图 2.85(d)所示为另一特殊情况,图中 A,B 相位相差 180°,因此无所谓何者超前,何者滞后。由于 A 波为负时 B 波为正,反之亦然,所以在同一电路中施加这样两列幅值相同的电压或电流波时,它们将相互抵消。

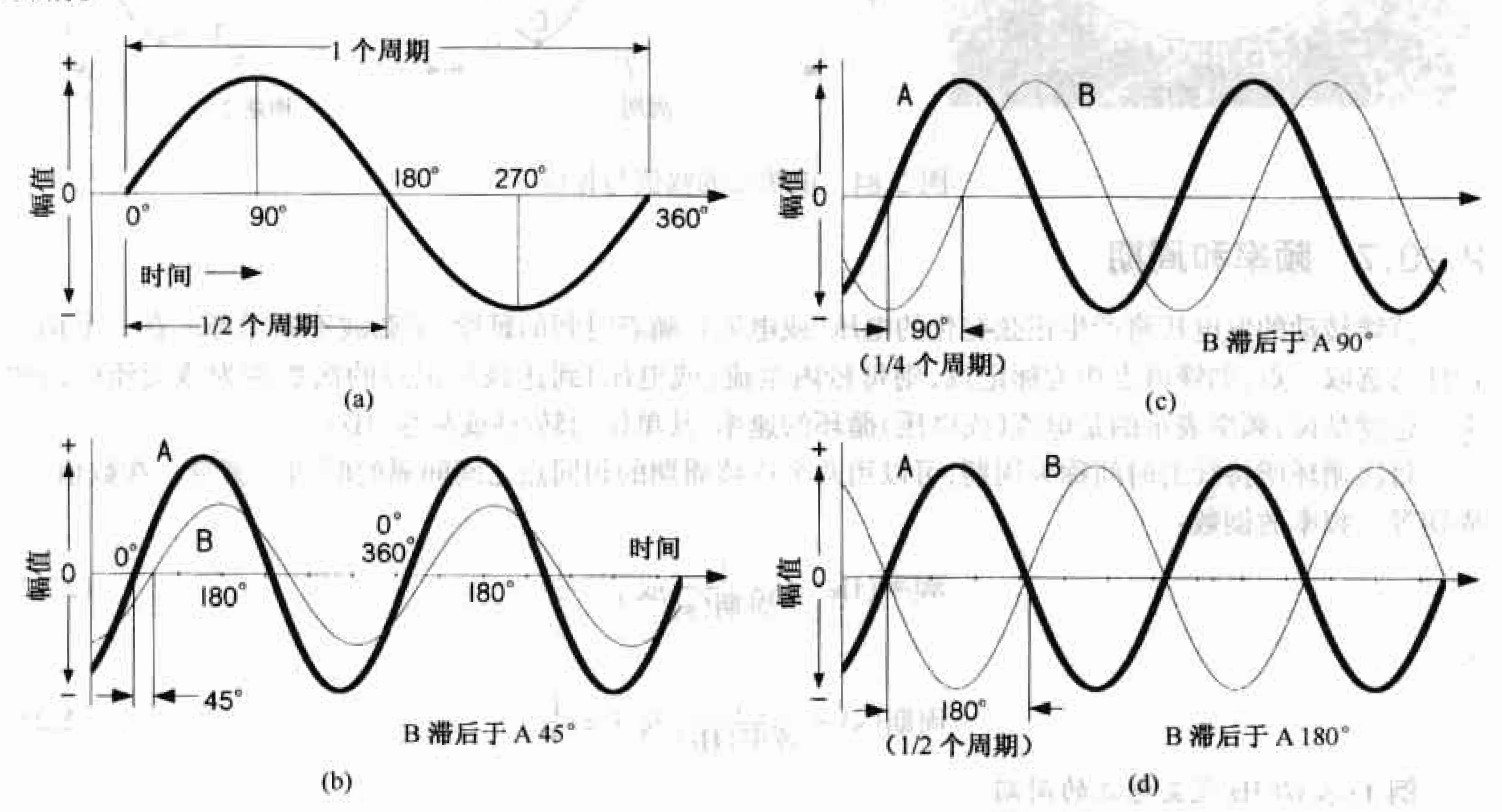


图 2.85 (a)一个交流电的周期被分为 360°作为时间或相位的计量单位;(b)当两个同频率正弦波周期的起始点不同时,它们之间的时差或相位差可用角度来衡量,图中,B的起始点比A落后1/8周期,即B滞后于A 45°(c和d)是相位差的两种特殊情况;(c)A,B间的相位差为90°;(d)则为180°

2.21 交流及电阻,电压和电流的有效值

如图 2.86 所示,在电阻两端施加交变电压,则通过电阻的电流与交变电压同相位。给定交变电压和电阻值,根据欧姆定律可以求出交变电流。例如:由函数信号发生器所生成的正弦波的表达式为:

$$V(t)=V_P\sin(2\pi\times f\times t) \tag{2.24}$$

式中 V_P 是正弦电压的峰值,f 为频率,t 为时间,利用欧姆定律及功率定理可以得出如下表达式:

$$I(t)=\frac{V(t)}{R}=\frac{V_P}{R}\sin(2\pi\times f\times t) \tag{2.25}$$

若把 $V(t)$及 $I(t)$的波形画在同一坐标下,如图 2.86 所示,显然,电流和电压同相位,即电流随着电压同时增大。因此,交流电源两端接入纯电阻负载时,电压和电流同相位。但当负载不是纯电阻负载(如接入电容和电感),则情况完全不同(关于这点,后续章节中将进行介绍)。

为了求出正弦情况下电阻上所消耗的功率,可以把正弦电压的表达式直接代入欧姆定律,得到瞬时功率表达式:

$$P(t)=\frac{V(t)^2}{R}=\frac{V_P{}^2}{R}\sin(2\pi\times f\times t) \tag{2.26}$$

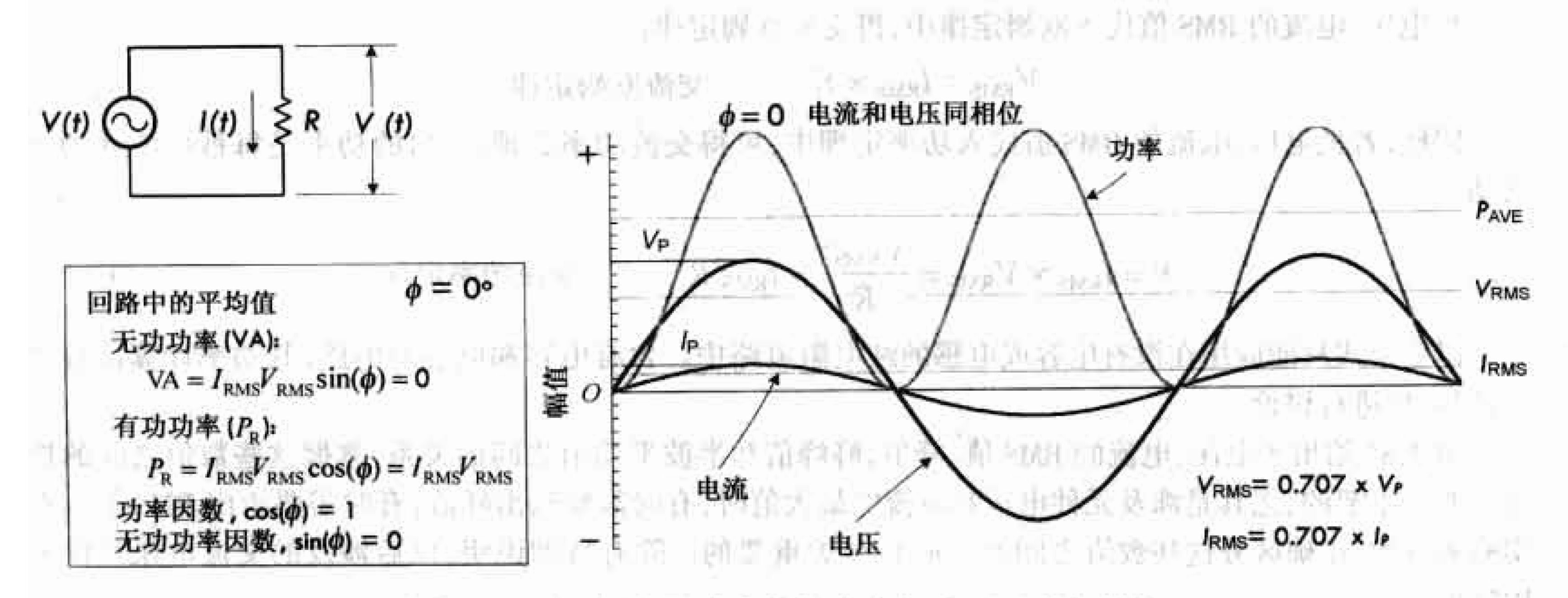


图 2.86　(理想)电阻电路的交流电流、电压和功率特性

从数学的角度看，电压、电流和功率的瞬时表达式并不复杂，只要把具体的时间 t，如 $t=1.3$ s 代入式中就可以求出实际值。但是，知道 $t=1.3$ s 时的电流、电压和功率并没有什么意义，况且还必须知道计时起点，而在实际应用中，这些瞬时值是很难获取的。最有效的方法是用平均值取代瞬时值，应用平均值计算有功功率损耗可以不涉及正弦函数。

至此，如果认为只要求出一个周期内的电压或电流的平均值，就能得出某些有用的数据就错了，因为正弦波在一个周期内的正、负波形相互抵消，平均值为 0。但要明确对于功率来说，正半波和负半波都传递能量，那些被 120 V 电压电击过的人可以证实这一点。

为了描述交流电能量传输问题必须找到一个能代替平均值的参数，这个参数就是 RMS 或均方根值。RMS 是通过对交变电压或电流的瞬时值进行平方，然后取其在一个周期内的平均值，再对其开平方根求得的。RMS 是一个不等于零的值，称为有效值。RMS 的实质是交流与直流电压或电流的等效，即交流电的 RMS 值等于同一电阻元件消耗交、直流功率产生相等热量时的直流量。根据上述原理，电阻在交流峰值时消耗的功率是直流时消耗功率的两倍，也就是说，平均交流功率是交流峰值功率的 1/2。

$$P_{ave}=\frac{P_{peak}}{2}\qquad\text{（与交流相等效的平均直流功率）} \tag{2.27}$$

设正弦电压、电流为：$V(t)=V_P\sin(2\pi\times f\times t)$ 及 $I(t)=I_p\sin(2\pi\times f\times t)$，则正弦电压和电流的 RMS 值的数学表达式为：

$$V_{RMS}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T V(t)^2\,dt}=\frac{1}{\sqrt{2}}\times V_P=0.707\times V_P\qquad\text{RMS 电压} \tag{2.28}$$

$$I_{RMS}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T I(t)^2\,dt}=\frac{1}{\sqrt{2}}\times I_P=0.707\times I_P\qquad\text{RMS 电流} \tag{2.29}$$

上式表明，电压和电流的 RMS 值只与电压或电流的峰值有关，而与时间和频率无关。通过简单计算得到以下关系式：

$$V_{RMS}=\frac{V_P}{\sqrt{2}}=\frac{V_R}{1.414}=0.707\times V_P\qquad V_P=V_{RMS}\times 1.414$$

$$I_{RMS}=\frac{I_P}{\sqrt{2}}=\frac{I_P}{1.414}=0.707\times I_P\qquad I_P=I_{RMS}\times 1.414$$

例如：美国电力系统提供的家庭用电为 60 Hz，120 VAC(在欧洲或其他许多国家则为 50 Hz，240 VAC)，

单位“VAC”表示电压是以 RMS 值给出的。若把电源输出端接到示波器上，显示的波形满足正弦函数式：$V(t) = 170\text{ V}\sin(2\pi \times 60\text{ Hz} \times t)$，其中 170 V 为峰值电压。

把电压、电流的 RMS 值代入欧姆定律中，得交流欧姆定律：

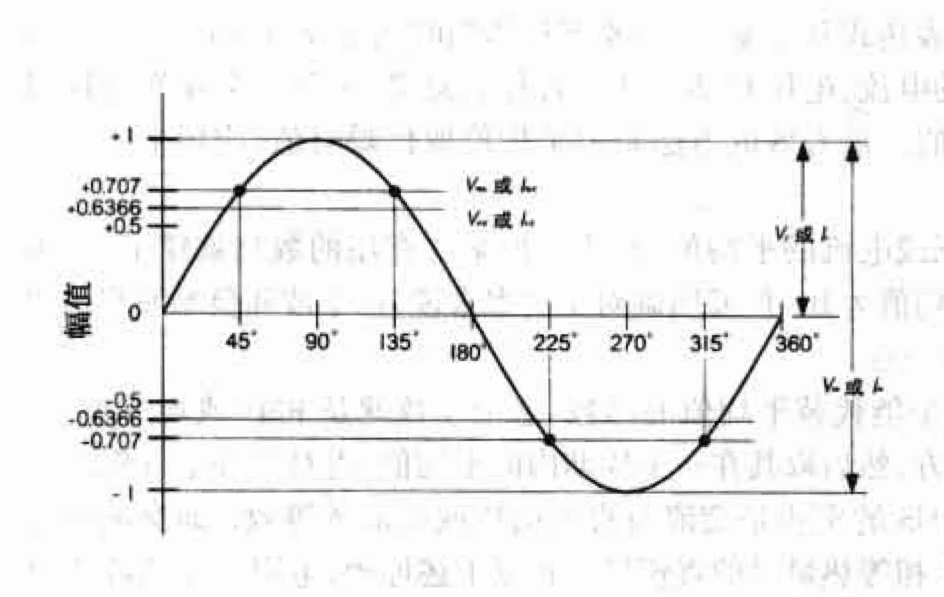
$$V_{\text{RMS}} = I_{\text{RMS}} \times R \qquad \text{交流欧姆定律} \tag{2.30}$$

同样，若把电压、电流的 RMS 值代入功率定理中，可得交流功率定理，给出的功率是每秒所消耗的有功功率：

$$P = I_{\text{RMS}} \times V_{\text{RMS}} = \frac{{V_{\text{RMS}}}^2}{R} = {I_{\text{RMS}}}^2 R \qquad \text{交流功率定理} \tag{2.31}$$

以上公式只能应用在没有电容或电感的纯电阻电路中。含有电容和电感的电路，其功率计算比较复杂，以后再进行讨论。

图 2.87 给出了电压、电流的 RMS 值、峰值，峰峰值和半波平均值之间的关系，掌握这些数值之间的换算是非常重要的，尤其是涉及元件电压和电流的最大值时，有时需要给出峰值，有时需要给出 RMS 值。在实验测量中，正确区分这些数值之间的不同是至关重要的。除有特别说明，以后涉及的交流电压均设为 RMS 值。



交流电压和电流的换算因子

源	目的	乘数
峰值	峰峰值	2
峰峰值	峰值	0.5
峰值	有效值	$1/\sqrt{2}$或 0.7071
有效值	峰值	$\sqrt{2}$或 1.4142
峰峰值	有效值	$1/(2\sqrt{2})$或 0.35355
有效值	峰峰值	$2\times\sqrt{2}$或 2.828
峰值	平均值*	$2/2\pi$ 或 0.6366
平均值*	峰值	$\pi/2$ 或 1.5708
有效值	平均值*	$(2\times\sqrt{2})/\pi$ 或 0.9003
平均值*	有效值	$\pi/(2\times\sqrt{2})$或 1.1107

* 表示在半个周期内的平均值。

图 2.87　交流信号的有效值、峰值、峰峰值和半波平均值的关系

例 1：火线与中线间的电压为 120 VAC，当接入 100 Ω 电阻时，求流过电阻的电流和电阻消耗的功率。当电阻为 10^3 Ω，10^4 Ω 及 10^5 Ω 时，重新计算电流和功率。

解：交流欧姆定律：

$V_{\text{RMS}} = I_{\text{RMS}} \times R = (1.2\text{ A}) \times (100\ \Omega) = 120\text{ VAC}$

$I_{\text{RMS}} = V_{\text{RMS}}/R = 120\text{ V}/100\ \Omega = 1.2\text{ A}$

$R = V_{\text{RMS}}/I_{\text{RMS}} = 120\text{ V}/1.2\text{ A} = 100\ \Omega$

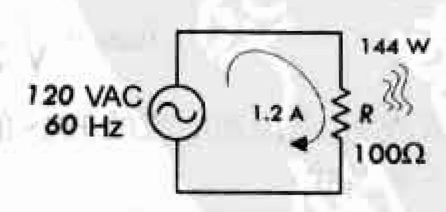
交流功率定理：

$P_{\text{AVE}} = I_{\text{RMS}} \times V_{\text{RMS}} = 120\text{ V} \times 1.2\text{ A} = 144\text{ W}$

$P_{\text{AVE}} = {V_{\text{RMS}}}^2/R = (120\text{ V})^2/100\ \Omega = 144\text{ W}$

$P_{\text{AVE}} = {I_{\text{RMS}}}^2 \times R = (1.2\text{A})^2 \times 100\ \Omega = 144\text{ W}$

不要把一个普通电阻直接接到电源输出端，最好是接入功率大于 144 W 的电阻或特殊的热电元件。同一输出电压，若接入 10^3 Ω 电阻，消耗的功率为 14.4 W，接入 10^4 Ω 电阻，消耗的功率为 1.44 W，而接入 10^5 Ω 电阻时，则将消耗 0.14 W 功率。



*VAC 表示电压有效值

图 2.88　例 1 所示电路

例 2：若施加在电容器上的正弦波电压源的 RMS 值为 10 VAC，求其峰值电压。

解：VAC 表示 RMS 值，因此，$V_{\text{P}} = \sqrt{2} \times V_{\text{RMS}} = 1.414 \times 10\text{ V} = 14.14\text{ V}$

例 3：示波器中显示一正弦电压的最大幅值为 3.15 V，求该电压的 RMS 值。

解:

$$V_{\mathrm{RMS}}=\frac{V_{\mathrm{P}}}{\sqrt{2}}=\frac{3.15\ \mathrm{V}}{1.414}=2.23\ \mathrm{VAC}$$

例 4: 加热器内电阻的功率为 200 W,把电阻连接到 120 VAC 电源上,设电阻为理想电阻。求流过电阻的电流和电阻的阻值。

解: $I_{\mathrm{RMS}}=P_{\mathrm{AVE}}/V_{\mathrm{RMS}}=200\ \mathrm{W}/120\ \mathrm{VAC}=1.7\ \mathrm{A}$, $R=V_{\mathrm{RMS}}/I_{\mathrm{RMS}}=120\ \mathrm{V}/1.7\ \mathrm{A}=71\ \Omega$

例 5: 一函数信号发生器提供峰峰值为 20 V、频率为 1000 Hz 的正弦电压,若在发生器输出端接入额定功率为 1/8 W 的电阻,求电阻的最小阻值。

解: $V_{\mathrm{P}}=1/2\ V_{\mathrm{P\text{-}P}}=10\ \mathrm{V}$; $V_{\mathrm{RMS}}=0.707\times V_{\mathrm{P}}=7.1\ \mathrm{VAC}$; $R=V_{\mathrm{RMS}}{}^{2}/P_{\mathrm{AVE}}=(7.1)^2/(1/8\ \mathrm{W})=6.3\ \Omega$

例 6: 一振荡电路的输出电压为 680 mVAC,若将该电压输入电阻为 10 MΩ 的电吉他,求流入电吉他集成电路的电流值。

解: $I_{\mathrm{RMS}}=V_{\mathrm{RMS}}/R=0.68\ \mathrm{V}/(10\ 000\ 000\ \Omega)=0.000\ 000\ 068=68\ \mathrm{nA}$

电压、电流有效值的测量

大多数数字万用表都不能直接测量交变电压的 RMS 值,通常测得的是正弦信号的峰值,显示的数据是换算后的等效 RMS 值。模拟万用表一般测的是正弦信号的半波平均值,但指示的是等效的 RMS 值。

真正的 RMS 万用表,可以直接测取电压或电流的 RMS 值,也可以方便地测量非正弦电压、电流的 RMS 值,特别值得注意的是具有测量含直流成分的交流电压和电流的功能。RMS 万用表虽然价格昂贵,但物有所值。

不过,根据正弦波 RMS 值的概念,一旦测得了半波平均值、峰值、峰峰值后,就可以准确地计算或利用图 2.89 中的表得出正弦波的 RMS 值。表中还给出了其他周期性波形,如方波、三角波的 RMS 值。

需要注意的是:查表前必须明确电表测的是何值。例如,如果电表测的是峰值,换算和指示的是正弦波的等效 RMS 值,如电表测的是半波平均值,换算和指示正弦 RMS 值,两种情况下表的数据是不同的。因此,若对测量电表的工作原理不甚明了,使用表的时候就要特别小心。

波形	半波平均值	有效值	峰值	峰峰值
正弦	1.00	1.11	1.567	3.14
	0.90	1.00	1.414	2.828
	0.637	0.707	1.00	2.00
	0.318	0.354	0.50	1.00
方波	1.00	1.00	1.00	2.00
三角波或锯齿波	1.00	1.15	2.00	4.00
	0.87	1.00	1.73	3.46
	0.50	0.578	1.00	2.00
	0.25	0.289	0.50	1.00

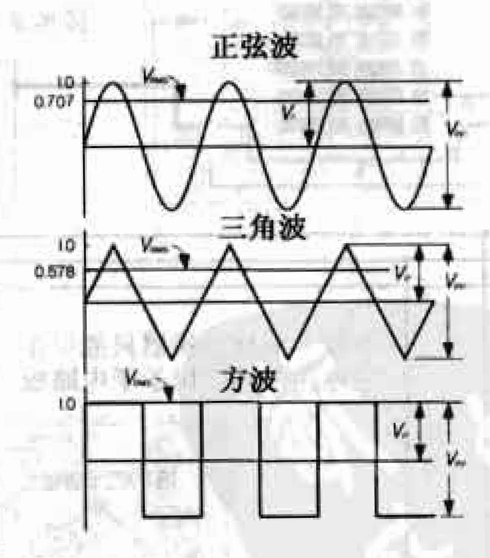


图 2.89 半波平均值、峰值、峰峰值及有效值转换关系

2.22 电力网

在美国,从变压器引出端或接地端或封闭式变压器外壳引出三根导线,接入用户的配电板。其中两根导线分别称为 A 相和 B 相,通常用黑色表示,第三根导线称为中线,通常用白色表示。图 2.90 给出了这三根导线从变压器引出的方式,其中 A 相与 B 相之间或说火线与火线之间的电压为 240 V,中线与 A 相和 B 相之间或说中线与火线之间的电压为 120 V。在不同的地区,这些电压值的规定可能是不同的,如用 117 V 取代 120 V。

在用户端,从变压器引出的三根导线接入功率表,然后接入主配电板,主配电板与接地铜棒或与房屋

地基上的钢管相连。接入主配电板的A、B两相导线与主断路器相连,中线则连至中性母线的端子上。接地线也可以设置在主配电板上,再与接地棒或地基钢管相连。

主配电板上的中性线和接地母线相连(它们的作用相同),但是,与主配电板有一定距离的子配电板内,中性线和接地母线是不相连的,而是把主配电板的接地线引入子配电板,通常也把装载主配电板到子配电板导线的金属导管作为地线。但是,在一些特殊的应用场合,如计算机系统和生命维持系统中,接地线可能安置在金属导管内部。若子配电板与主电路板处于不同的建筑物内,则子配电板需另接一新的接地棒,需要注意的是,美国各地的接线规则是不尽相同的,因此,不要把上述内容当做实际接线的标准,最好与当地电力部门联系。

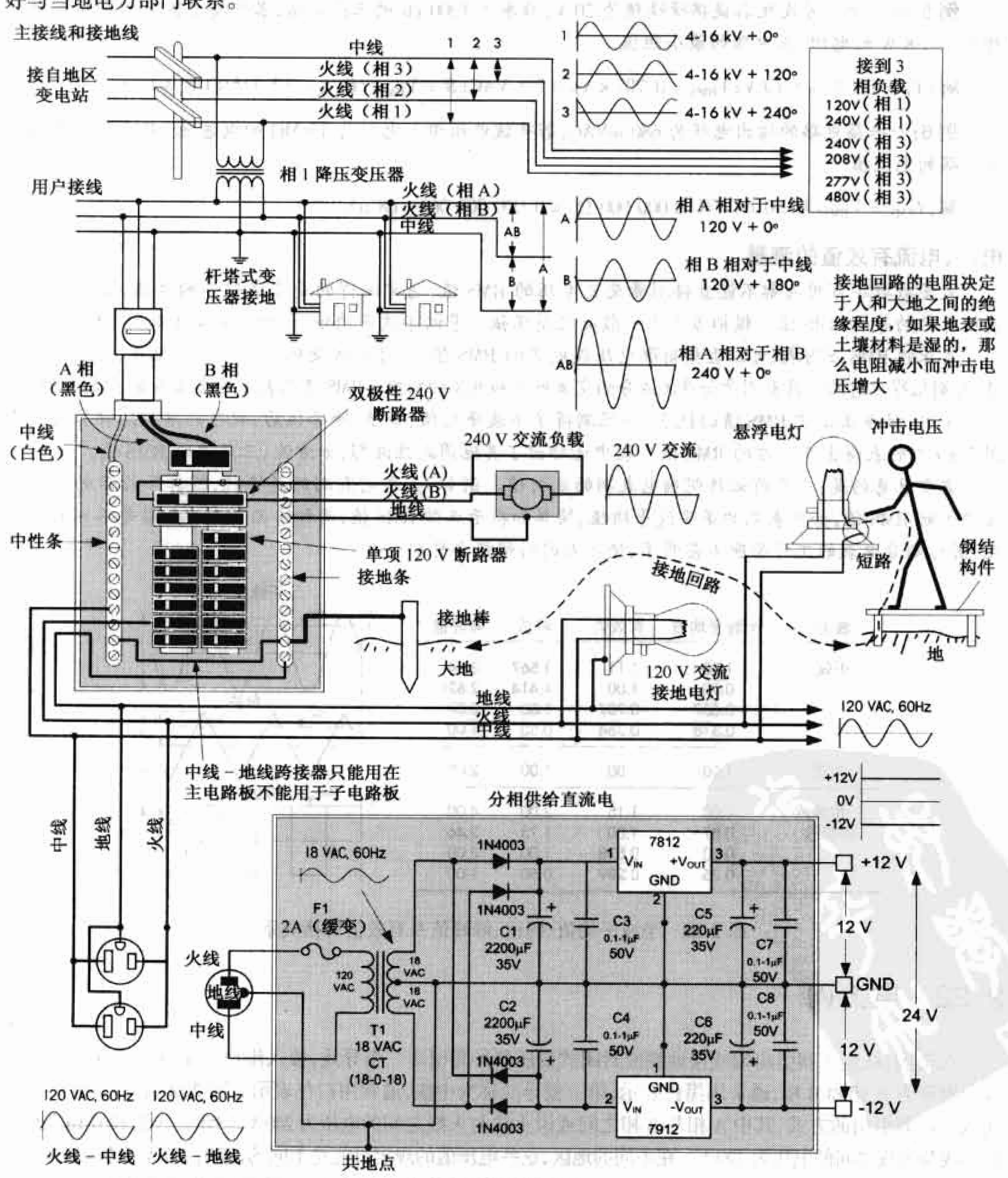


图2.90 电力网配置

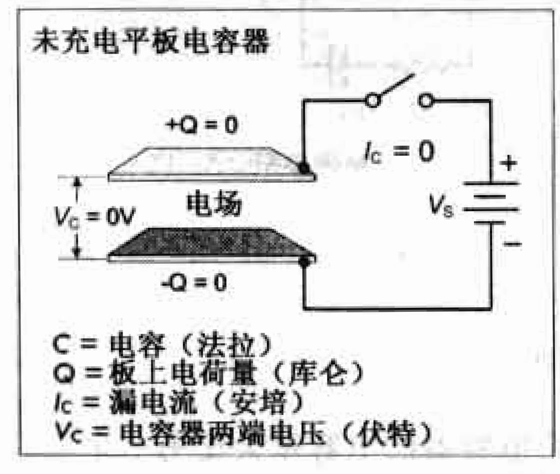
主配电板上的两条母线接入断路器,其中一条母线与A相导线连接,另一条母线与B相导线连接。若要给一组120 V的负载供电(如输入电压为120 V的吸顶灯),首先,必须切断主断路器,然后将一单极断路器接入其中一条母线(可以选择A相,也可以选择B相,只有在超负载的时刻,母线起平衡总负载的作用时,母线的选择才是重要的),再将120 V三相电缆的黑色线(火线)接至断路器,白色线(中线)接置中性母线,电缆地线(绿色或裸线)接至接地棒;最后将电缆另一端的火线和中线接至120 V负载,并将接地线固定在负载上(为了固定接地线,通常负载上的接地螺母都设置在端口或较为明显处)。若要给其他自带断路器的120 V负载供电,用户只需完成上述最后一个操作步骤。但是,在运行过程中若要不使主断路器超负荷而又使主配电板(或子配电板)达到最大容量以提供充足的电流,最好还是使连至A,B两相断路器上的负载平衡,这一步骤被称为"平衡负载"。

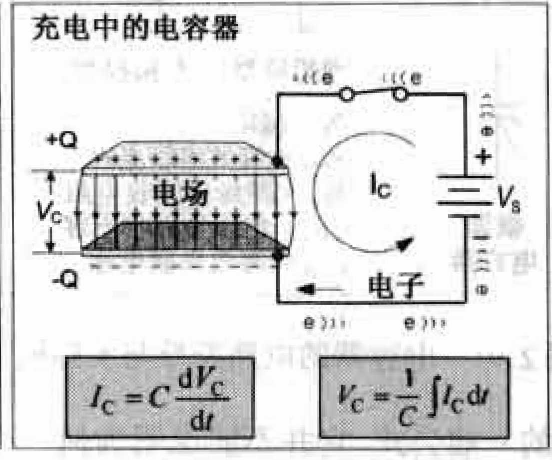
若要给240 V用电设备(烤炉,洗衣机等)供电,首先在主配电板(或子配电板)的A,B两相母线间接入一双极断路器。然后,将240 V三相电缆的其中一根火线接至断路器的A相端子,另一根火线接至断路器的B相端子,地线(绿色或裸线)接至接地棒;最后将该电缆的另一端的导线接至负载端(也为240 V输入)的相应位置。除了四相电缆,通常120/240 V用电设备的接线相似。四相电缆增添了一中性线(白色),该线连至主配电板(或子配电板)的中性母线上。

需要告诫的是,除非确信自己有能力接线,否则不要试图在户内接线,即使感觉有接线能力,也必须在进行主配电板接线前将主断路器切断。若要在单个断路器上增加照明设备,开关及电源插座,最好还是先在该断路器上贴上标签,以免在检查接线时候误切了断路器。

2.23 电容器

在两块带有相反极性电荷的平行导板间置入绝缘介质,如空气或电介质(如陶瓷)即可制成一电容器。若用电池给电容器两端施加一个电压,如图2.91所示,则会产生一有趣的现象,即电子从电池负极端流出积聚在下极板上,同时又有电子从上极板上溢出进入电池正极。这样,上极板上将缺乏电子,而下极板则汇聚了电子。





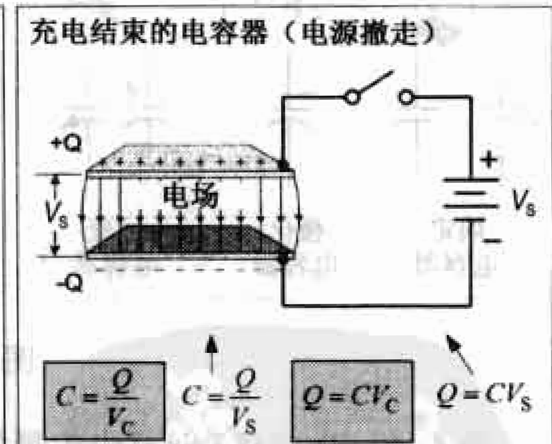


图2.91　电容器的工作原理(一)

很快,上极板上出现正电荷$+Q$,而下极板电荷量达到$-Q$,电荷在极板间产生电场,极板间的电压等于电池的电压。这时,电池的两端没有电位差,电子的流动停止,系统达到了电平衡。

特别需要注意的是若此时移去电容器两端的电压源(电池),电容器极板上的电荷量、极板之间的电场以及电压(等于电池电压)均维持不变。事实上,电荷的状态会一直维持下去,甚至将其中任意一块极板接地,系统的电荷仍不会改变。例如将负极板接地,该板上的电子不会流入电中性的大地中去,如图2.92所示。

由于大地处于较低的电位,因此从表面上看,多余的电子将会流入大地。然而电容器内部的电场就像胶水一样使上极板上的正电荷吸住负极板上的电子。也就是说,接地板上的负电荷是正极板感应的结果。

事实上,一个充了电的实际电容器脱离电源以后,最终将失去电荷,原因是极板间充入的气体或电介质的绝缘特性不是理想的,当移去电源后,会出现所谓的"漏电流",使电容器在几秒至几小时内完全放电。漏电流的大小与电容器的结构有关。

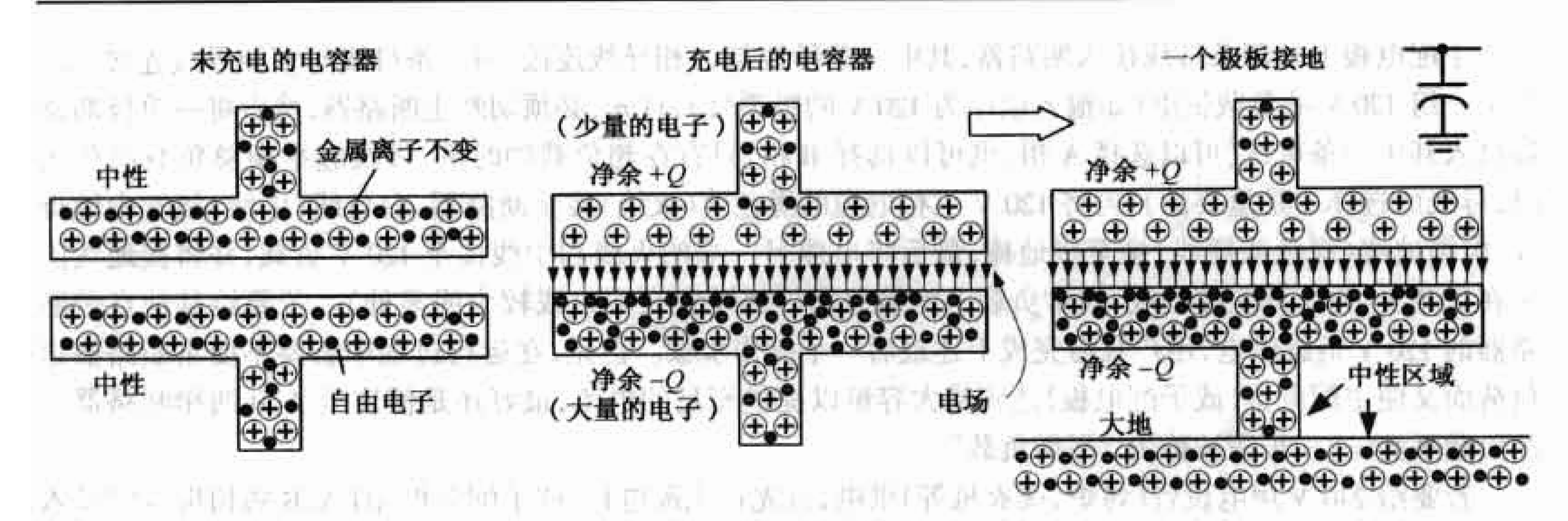


图 2.92 电容器的工作原理(二)

若要使电容器快速放电,可以用一根导线将电容器的两个极板连接,形成电子从负极板流至正极板的导电通路,使系统变为电中性。以上放电过程几乎可以在瞬间完成。

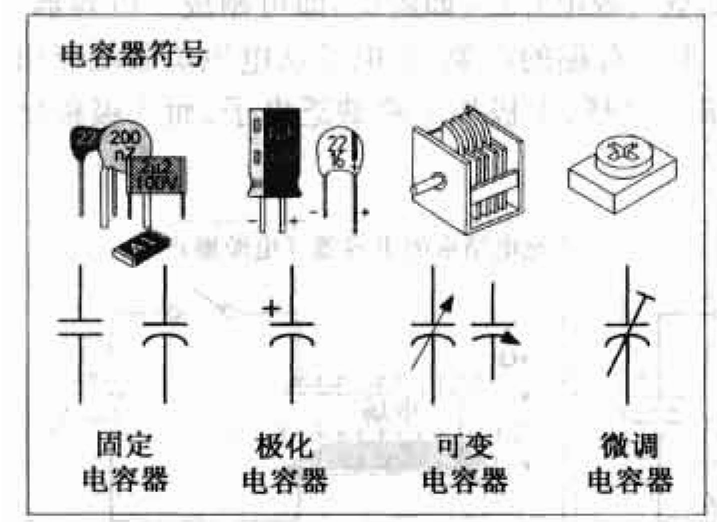
电容器极板上的电荷量与板间电压的比值称为电容,用符号 C 表示,即:

$$C = Q/V \qquad \text{电容与电荷及电压的关系} \qquad (2.32)$$

式中 C 总是取正值,单位为法拉,简写为 F,1 法拉等于每伏 1 库仑:

$$1\ \text{F} = 1\ \text{C}/1\ \text{V}$$

电容器是专门用来保存电荷或以电场形成储存电能的器件。图 2.93 给出了表示电容器的各种符号以及实际电容器模型,稍后将介绍这些电容器。



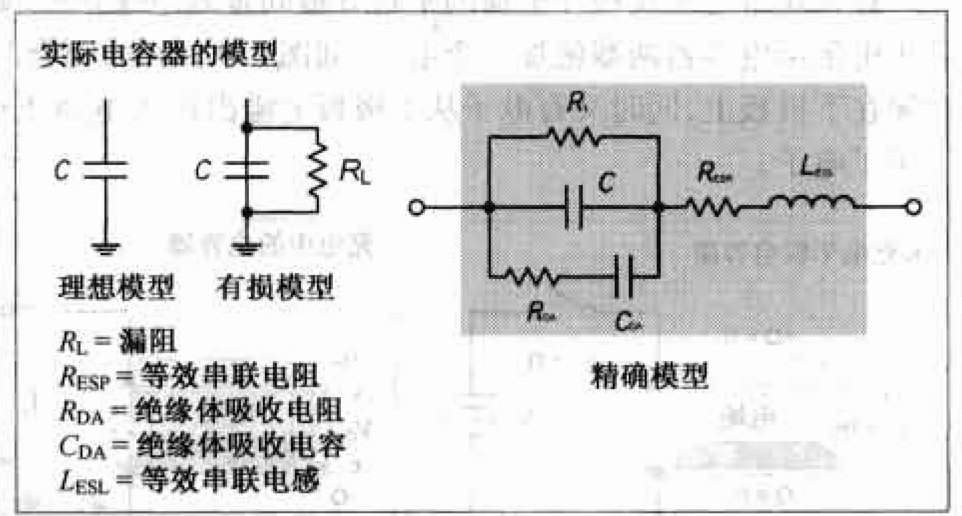


图 2.93 电容器的电路符号与实际模型

等式 $C = Q/V$ 只是计算电容量的一般公式,它并不能说明为何一个电容器的电容量会比另一个电容器的电容量大或小。实际生活中在购买电容器时,人们关心的通常是标在器件上的电容值,尽管额定电压和一些其他参数也很重要,但往往考虑在后。常见的商用电容器的电容在 1 pF(1×10^{-12} F) ~ 1000 μF(1×10^{-6} F)范围之间,电容的前两位数字的典型值为:10,12,15,18,22,27,33,39,47,56,68,82,100。如:27 pF,100 μF,0.01 μF,4.7 μF,680 μF。

电容量的取值范围宽,说明在给定电压下电容器可以存储不同量的电荷,或在给定电荷量下电容器可以维持不同的电压,因此,选取合适的电容器可以控制电荷量的存储及释放,或者控制电压。

例 1:用 5 V 电源给 1000 μF 的电容器充电,求充电完成时,电容器正负极板上的电荷量。

解:正极板上的电荷量:$Q = CV = (1000\times10^{-6}\ \text{F})(5\ \text{V}) = 5\times10^{-3}$ C。负极板上的电荷量与正极板的相同,但为负电荷。

例 2:1000 μF 及 470 μF 的两个电容器分别并联在 10 V 直流电源两端,如图 2.94 所示。开关原先在 B

端,然后掷向A,再掷向B,再到A,最后掷向B,假设开关切换的过程中,电容器有足够的时间来完成充电或放电,求开关最后在B端时,两个电容器上的电压值。

解:当开关第一次从B掷向A时,C_1 上电荷量为:

$$Q_1 = C_1V = (1000 \times 10^{-6}\ \text{F}) \times (10\ \text{V}) = 0.01\ \text{C}$$

当开关再掷向B时,电路的实际电容为 $C_1 + C_2$,即 1470 μF。由于系统要达到最低能量状态,所以电荷将由 C_1 流向 C_2,最后每个电容器的电荷量等于其电容与总电容的比值乘以开关打向B前 C_1 上的电荷量:

$$Q_1 = \frac{1000\ \mu\text{F}}{1470\ \mu\text{F}} \times (0.01\ \text{C}) = 0.0068\ \text{C}$$

$$Q_2 = \frac{470\ \mu\text{F}}{1470\ \mu\text{F}} \times (0.01\ \text{C}) = 0.0032\ \text{C}$$

在新的平衡状态下,电容器两端电压分别为:

$$V_1 = Q_1/C_1 = 0.0068/1000\ \mu\text{F} = 6.8\ \text{V}$$

$$V_2 = Q_2/C_2 = 0.0032/470\ \mu\text{F} = 6.8\ \text{V}$$

接下来的过程可以采用同样的计算方法,最后的计算结果为 9.0 V,参见图 2.94(b)。

只有以上的知识是不够的,若要自制电容器或了解其时域特性,如位移电流、容抗,则需要对电容器进行更深入的学习。

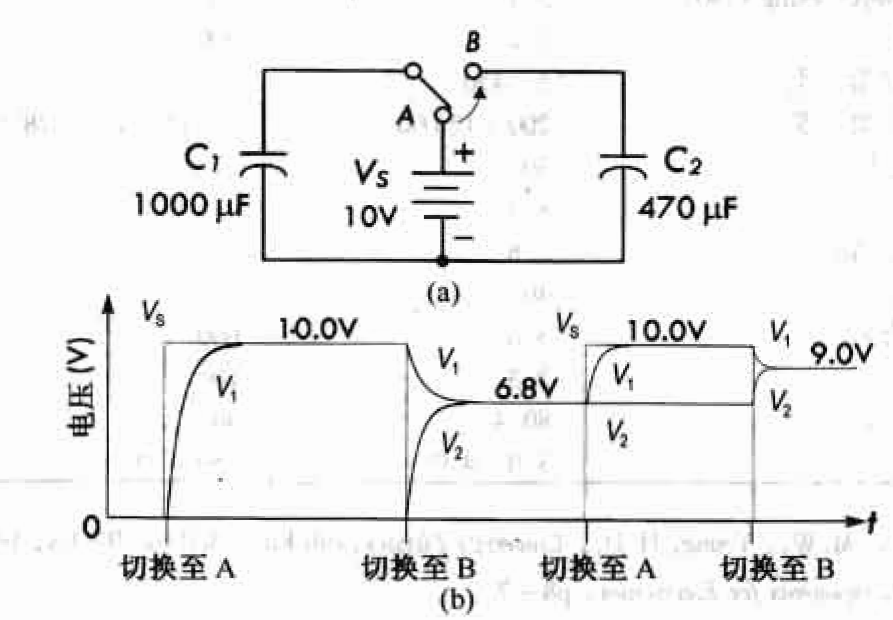


图2.94 例2所示电路

2.23.1 电容的确定

电容器的电容与极板面积 A、极板间距离 d 以及绝缘材料或电介质有关。若两平行极板上施加电压 V,则极板间的电场强度为 $E = V/d$。根据高斯定理,两极板上必带有等量异号的电荷,其值为:

$$Q = \varepsilon AE = \frac{\varepsilon AV}{d} \tag{2.33}$$

式中 ε 为电介质的介电常数,自由空间或真空的介电常数为:

$$\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}\ \text{C}^2/\text{N} \cdot \text{m}^2 \tag{2.34}$$

式中的常量 $\varepsilon A/d$ 为电容,即:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \tag{2.35}$$

一种介质的介电常数与真空中的介电常数的比值,称为相对介电常数,表示为:

$$k = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$$

把上式代入式(2.35)中,可以得到用相对介电常数表示电容的表达式:

$$C=\frac{k\varepsilon_0 A}{d}=\frac{(8.85\times10^{-12}\,\mathrm{C^2/N\cdot m})\times k\times A}{d} \tag{2.36}$$

其中 C 的单位为 F,A 的单位为 m^2,d 的单位为 m。

相对介电常数的变化范围为 1.000 59(1 标准大气压下的空气)到 10^5(某些陶瓷材料),下表为电容器中一些常用电介质的相对介电常数。

常用电介质的相对介电常数①

材　　料	介电常数(k)	绝缘强度(V/min)
真空	1	–
空气(1 atm)	1.00059	30 ~ 70
ABS(塑料)	2.4 ~ 3.8	410
玻璃	5 ~ 10	–
云母	4.5 ~ 8.0	3800 ~ 5600
聚酯薄膜	3.1	7000
氯丁橡胶	6.70	600
胶质玻璃	3.40	450 ~ 990
聚氯乙烯	2.25	450 ~ 1200
二氧化钛(PVC)	3.18	725
聚苯乙烯	3 ~ 6	–
聚丙烯	2.6	500
高硅玻璃(corning 7740)	5.1	335
聚丙烯	2.2	500
钛酸钡(第一类)	5 ~ 450	–
钛酸钡(第二类)	200 ~ 12 000	– (125 mils = 1/8″)
二氧化钛	80	–
氧化铝	8.4	–
五氧化二钽	2.8	–
氧化铌	40	–
纸(黏合)	3.0	600
矿油	2.3	200
水(68°F)	80.4	80
橡胶	3.0 ~ 4.0	150 ~ 500

摘自:Sears, F.W., Zemansky, M.W., Young, H.D., *University Physics*, 6th Ed., Addison-Wesley, 1982. Zemansky, Young 表 27-1; Charles A. Harper, *Handbook of Components for Electronics*, p8 – 7

电容器的极板数通常不止两个,通过把这些极板交替连接形成两组,如图 2.95 所示,就可以在很小的空间内获得较大的电容,多极板电容器的电容表达式为:

$$C=\frac{k\varepsilon_0 A}{d}(n-1)=\frac{(8.85\times10^{-12}\,\mathrm{C^2/N\cdot m})\times k\times A}{d}(n-1) \tag{2.37}$$

式中面积 A 的单位为 m^2,板间距离 d 的单位为 m,极板数 n 为整数。

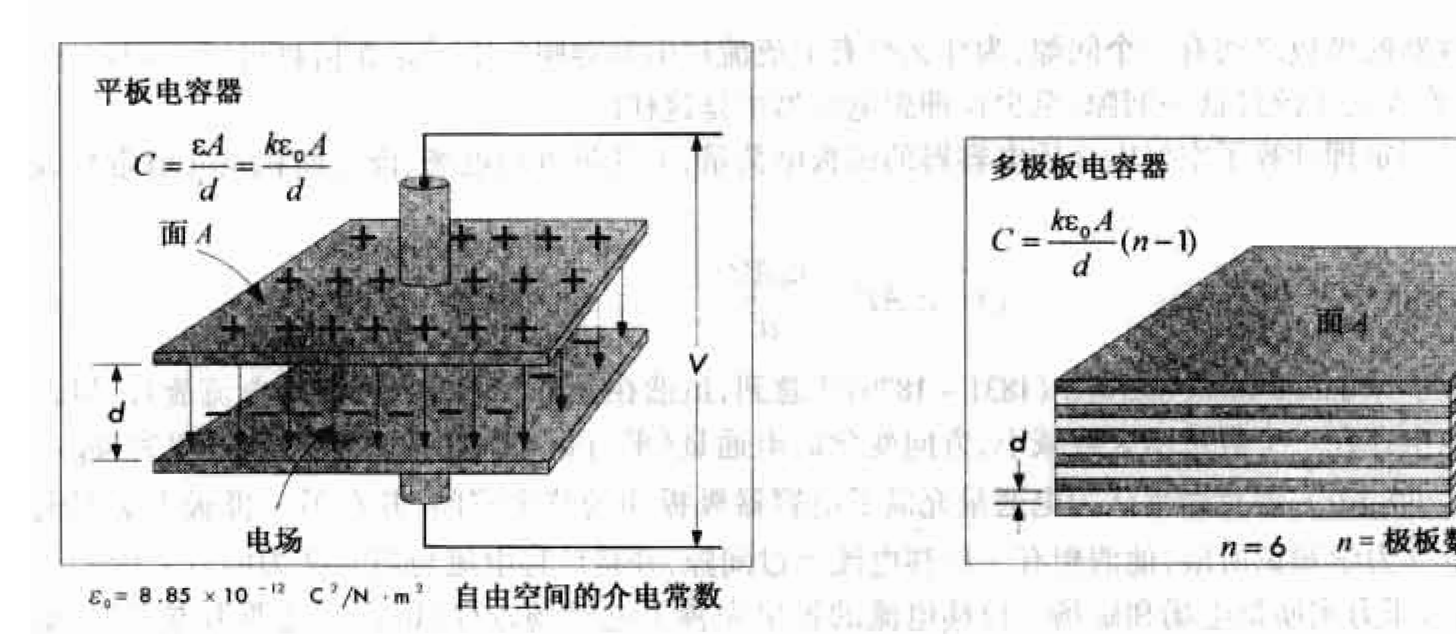
例 1:一多极板电容器的极板数为 2,极板面积为 4 cm^2,板间距离为 0.15 mm,填充纸介质,求该电容器的电容?

解:

$$C=\frac{k\varepsilon_0 A}{d}(n-1)=\frac{(8.85\times10^{-12}\,\mathrm{C^2/N\cdot m})\times3.0\times(4.0\times10^{-4}\,\mathrm{m^2})}{(1.5\times10^{-4}\,\mathrm{m})}(2-1)=7.08\times10^{-11}\,\mathrm{F}$$

$$=70.8\,\mathrm{pF}$$

① 原书此处为“表 2.6”,而在本章的前面还有一个“表 2.6”,为不改变本书的总体结构,在此删去表号——编者注。



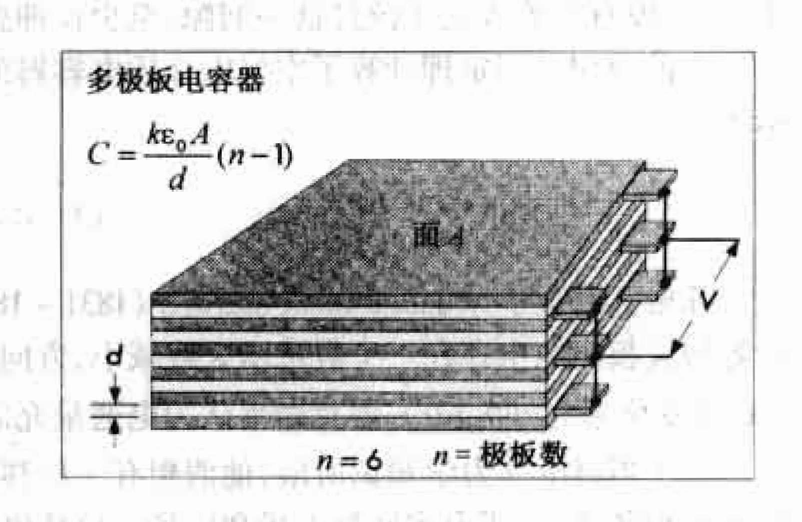


图 2.95 平板电容器与多极板电容器

2.23.2 商用电容器

图 2.95 给出了一些商用电容器,电容器的极板为金属薄片制成,板间填充薄层固态或液态电介质,因此商用电容器的体积很小而电容量较大。常用的固态电介质有:云母,纸,聚丙烯,特殊陶瓷。

电解电容器的极板用铝箔制成,板间填充的电介质为半液体状的导电化合物。通过给电容器两端施加直流电压产生电化学反应,使电介质在其中一组极板上形成非常薄的绝缘薄膜。一定面积的电解电容器的电容要比其他电介质电容器的电容大,这是由于电解电容器中的电介质薄膜比任何固态电介质的厚度要薄许多。由于电化学反应,要求电解电容的其中一个极板的电位要比另一极板的电位低。电容的外壳上会标出负极(-),极板极性的限制意味着电解电容不能应用于交流电路中。但电解电容可以用于交流信号叠加直流电压的电路,只要交流峰值电压不超过电解电容的最大额定直流电压。

2.23.3 额定电压和介质击穿

电容器内的电介质起绝缘体作用。绝缘体与导体不同,其内部的电子不能脱离原子。但若在电容器极板上施加足够高的电压,使电介质内的电场作用在电子与原子核上的力足够大,就会使它们分离,导致电介质击穿。击穿的电介质上常会有孔并在两极板之间形成一低电阻的电流路径。

电介质的击穿电压与其化学成分和厚度有关。内部为气体电介质的电容器击穿时,极板间伴有火花或电弧。放电电压的单位通常用 kV/cm 表示。空气的放电电压在气体间隙为 0.005 cm 时是 100 kV/cm,气体间隙为 10 cm 时是 30 kV/mm。影响击穿电压的其他因数还有:电极形状,间隙长度,气压或气体密度,电压,电介质的纯度以及电路外部环境,如空气湿度,温度等。

由于电场在形状较尖锐的区域比较集中,所以在尖形表面的介质击穿电压要比圆形或光滑表面的击穿电压小,这表明只要把尖锐点抛光,去除较为尖锐的点,就可以提高金属板间的击穿电压。一个气体介质(如空气)的电容器击穿后,一旦电弧熄灭,电容器可以再次使用,但若极板由于电火花而被烧坏了,则需重新抛光极板或更换电容器。固体电介质的电容器一旦发生电介质击穿,就彻底损坏了,这时常常会引起短路或发生爆炸。

通常制造商会给出介质强度(dwv)。在一定的温度下,介质强度用 V/mil(0.001 in)表示。同时还会给出考虑了温度,安全余度等其他因数的直流工作电压(dcwv)。这些参数给出了介质击穿前直流电压的最大安全极限参考值。额定 dcwv 是实际操作时最有用的数值。

从经验的角度说,除了专为交流电路设计的电容器以外,将其他电容器连接到交流线路上是很危险的,大部分直流电容器可以短接交流线路,专用的交流电容器也可以起这个作用。若要在电容器上加交流信号,则交流电压的峰值不能超过直流工作电压。

2.23.4 麦克斯韦位移电流

平行板电容器有一有趣现象:在充放电的过程中电容器中会有电流流过,但在直流稳态时,则没有电

流。问题是电容器的极板之间有一个间隙,为什么会有电流流过电容器呢?电子是如何越过这一间隙的?事实上,没有电流或电子流过这一间隙,至少在理想电容器中是这样的。

之前应用高斯定理计算了空气电介质电容器的极板电荷量,电荷量可用电场、极板面积及介电常数表示为:

$$Q=\varepsilon_0 AE=\frac{\varepsilon_0 AV}{d} \tag{2.38}$$

苏格兰物理学家 James Clerk Maxwell (1831 – 1879)注意到,虽然在电容器的极板间没有电流流过,但在电容器极板间隙中存在一个数量增大或减小、方向变化的电通量(平行板电容器内的电通量近似为 $\Phi_E=EA$,其变化率为 $d\Phi_E/dt$),麦克斯韦认为电通量充满了电容器极板间的整个空间,并在另一极板上引起电流。基于当时电气力学知识所限,他假想有一位移电流流过间隙,并将位移电流与当时认为的以太中的一种压力相联系,该压力实质是电场和磁场。位移电流的提出完善了电磁场方程(也称麦克斯韦方程)。麦克斯韦把位移电流与以太的位移相联系,并依据理论推断和一些实验数据建立了以下位移电流方程,解释了电流是如何从电容器的一个极板流入并从另一极板流出的问题。

$$I_d=\frac{dQ}{dt}=\frac{d}{dt}(\varepsilon_0 AE)=\varepsilon_0\frac{d\Phi_E}{dt} \tag{2.39}$$

尽管麦克斯韦的以太论在当时的物理界没有得到认可,但他的位移电流公式给出了正确答案,现代物理提出的位移电流模型与麦克斯韦以太论的假设是不同的,但实验证明,两者结果非常相近。

另外要注意的是:位移电流在空间激发了磁场,如图 2.96(b)所示,利用麦克斯韦的安培定律可以求出这个磁场。然而由于这个磁场相比电场来说太小,它实际产生的影响可以忽略不计。

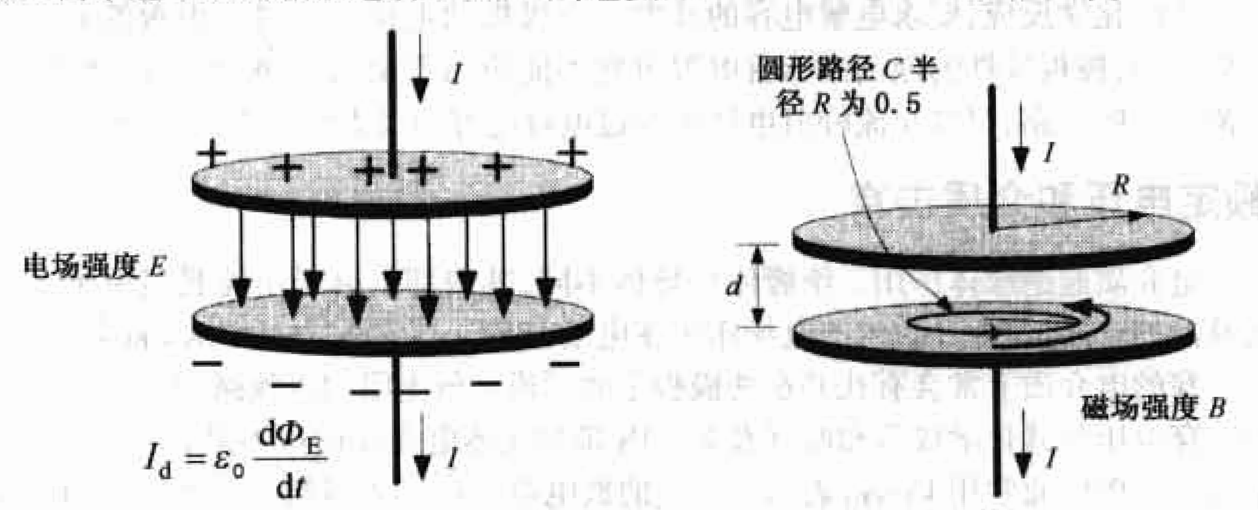


图 2.96 位移电流和空间激发磁场

虽然利用麦克斯韦方程或现代物理模型可以深刻地解释电容器内部所发生的物理现象,但在电子学中实际应用的一些公式并不需要涉及这些问题,只需直接应用以下基于电荷的模型即可。

2.23.5 电容器电流的电荷模型

应用麦克斯韦提出的变化的电场产生位移电流的模型可以解释流过电容器的电流问题,但实际上并不用这个模型来定义电容器的特性,而是把电容器看做是具有两个引出端的黑盒子,用电容器上电压的变化来定义流入和流出电容器的电流,而不考虑其内部复杂的物理现象。

现在的问题是如何在不知道电容器内部复杂物理特性的条件下,得出电压和电流的关系呢?很简单,联立电容及电流的定义式即可。上述过程的数学运算很容易,但逻辑上的关系不容易理解。下面以图 2.97所示的平行板电容器为例对此加以解释。

若采用微分形式,则电容的表达式可以写为:$dQ=CdV$,其中 C 为不随电荷,电压或时间改变的常量,电流的表达式变为 $I=dQ/dt$,与电容的微分表达式联立,可得等式:

$$I_C=\frac{dQ}{dt}=\frac{d(CV_C)}{dt}=C\frac{dV_C}{dt} \quad \text{流过电容器的电流} \tag{2.40}$$

参见图 2.97,在 dt 时间内,等于 CdV_C 的微量电荷 dQ 流入右极板,同时在左极板上出现相同的电荷 dQ。这样量值为 $dQ/dt = CdV_C/dt$ 的电流就流入左极板,同时右极板上出现相同的电流(负电子的运动方向与电流方向相反)。尽管实际中并没有电流(电子)流过极板间隙,但式(2.40)表示有电流在间隙间流动。在后面的练习中几乎不用微分式,即实际上并不需要通过假设流过间隙的电流来得到流过电容器的电流。

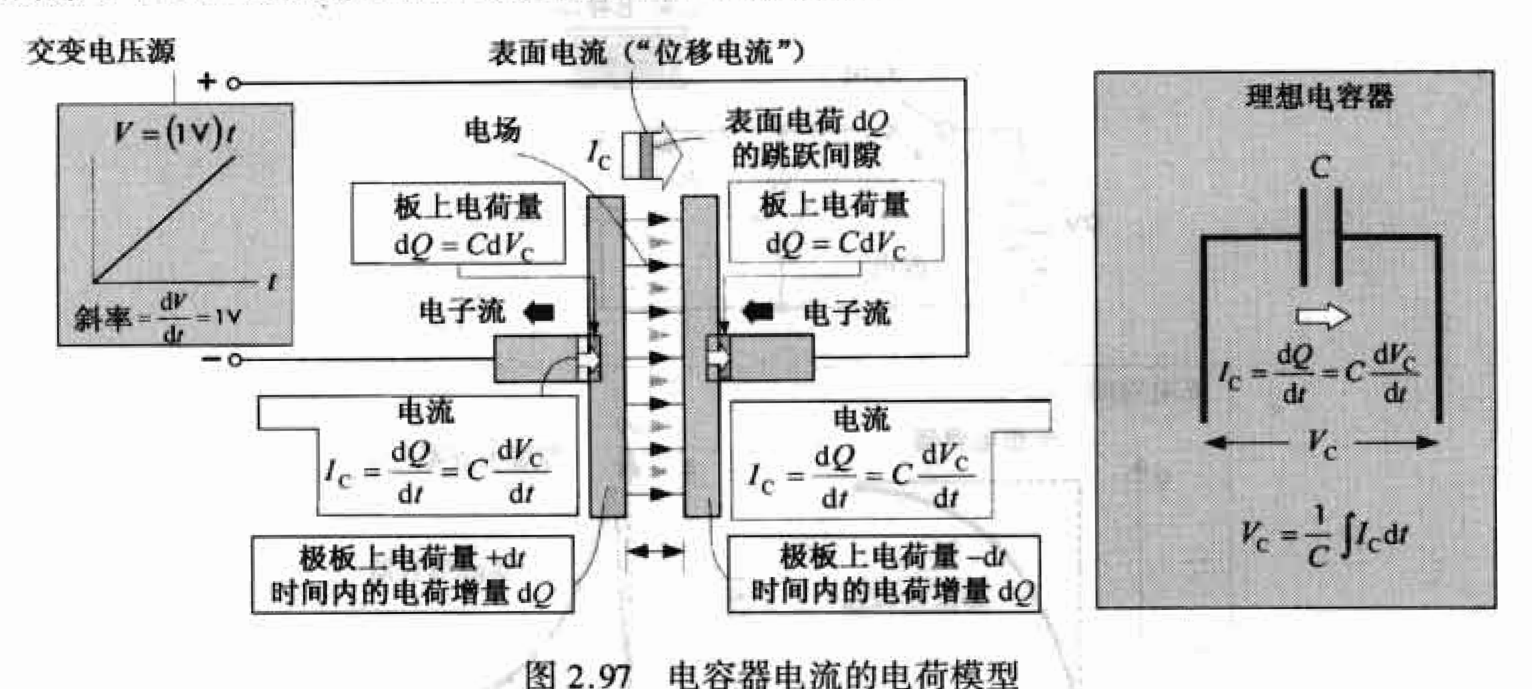


图 2.97 电容器电流的电荷模型

从上述电容器电流的微分方程中解出电容器的电压,有:

$$V_C = \frac{1}{C}\int I_C dt \qquad \text{电容器上的电压值} \tag{2.41}$$

需要注意的是上述各方程针对的是理想电容器。若把理想电容器的方程反映的各种特性应用在实际电容器上将会产生误导。首先,若在理想电容器两端施加直流电压,由于电压的变化率为 0($dV/dt = 0$),则电容器的电流为 0。因此直流电路中的电容器相当于开路。另一方面,若突然改变电压值,如从 0～9 V,则 $dV/dt = 9\text{ V}/0\text{ V} = \infty$,电容器上的电流为 ∞,如图 2.98 所示。但实际上,电路中的电流不可能无穷大,原因是电路中的电阻、有效自由电子、电感、电容等因数的存在,使电容器两端电压不可能发生突变,图 2.93给出了考虑结构和材料的更接近实际电容器的模型。

直流状态下,电容器上没有电流流过。只有当其两端电压发生改变时,电容器才能存储或释放来自于电流的电荷。在图 2.98 中,当闭合充电开关,9 V 电源接至电容器两端时,电容器的电荷量即刻上升到最大值,但对一个实际电容器,实验表明由于其内电阻的存在,电荷的积累需花费一定的时间,使位移电流不会达到无穷大。而在电容器充电过程中,电流先突变至 $V_{battery}/R_{internal}$,然后迅速按指数规律下降,同时电压按指数规律上升值至于电源电压相等。图 2.98 所示为电容器充电过程中电压和电流变化的曲线。注意理想电容器不可能有上述特性。

当闭合放电开关后,电容器正负极板间形成一导电路径,电子将流向缺乏电子的极板,形成相反方向的电流。随着电荷的中和,电流由初始峰值 $V_{battery}/R_{internal}$ 衰减,电压按指数规律下降。

若关于理想电容器的公式成立,则如何求解实际电容器的问题呢?不用担心,大部分情况下,电路中是含有电阻的,这样就排除了出现无穷大电流的可能。电路中的电阻值往往比电容器的内阻大得多,因而可以忽略电容器的内阻。后面的阻容电路将证明上述观点。

2.23.6 电容器的水模拟

对前面宏观电流或位移电流的解释有疑问的人,图 2.99 所示的水模拟系统可以提供帮助。虽然该系统并不能模拟实际电容器的所有性质,但装入盐粒后的系统可以模拟位移电流现象。

图 2.99 中的“水电容器”类似于一个中间带有橡胶隔膜的管子,橡胶隔膜相当于电容器内部的绝缘体或电介质,分开的两部分相当于电容器的两极板。若水电容器两端不受压力(相当于不加电压)作用时,被分开的两部分含有相同水量(相当于自由电子数)。一旦“水电容器”突然受压,上面腔体中的压力就会增

大,橡胶膈膜将向下膨胀,使水从下面腔体流出。尽管上方没有水流过橡胶隔膜,但由于橡胶隔膜迫使水从下面腔体流出,就像是有电流从“水电容器”中流出,这就是对位移电流的模拟。增大腔体尺寸和改变橡胶隔膜的韧度还可以模拟电容和电介质强度的变化。

给电容器充、放电

实际电容器

充电

9V

放电

I_C　C　V_C

充电周期

理想电容器

实际电容器

V_C (V)　$+I_C$ (A)

充电开关闭合

放电周期

理想电容器

实际电容器

V_C (V)　$-I_C$ (A)

放电开关闭合

图 2.98　电容器的充放电曲线

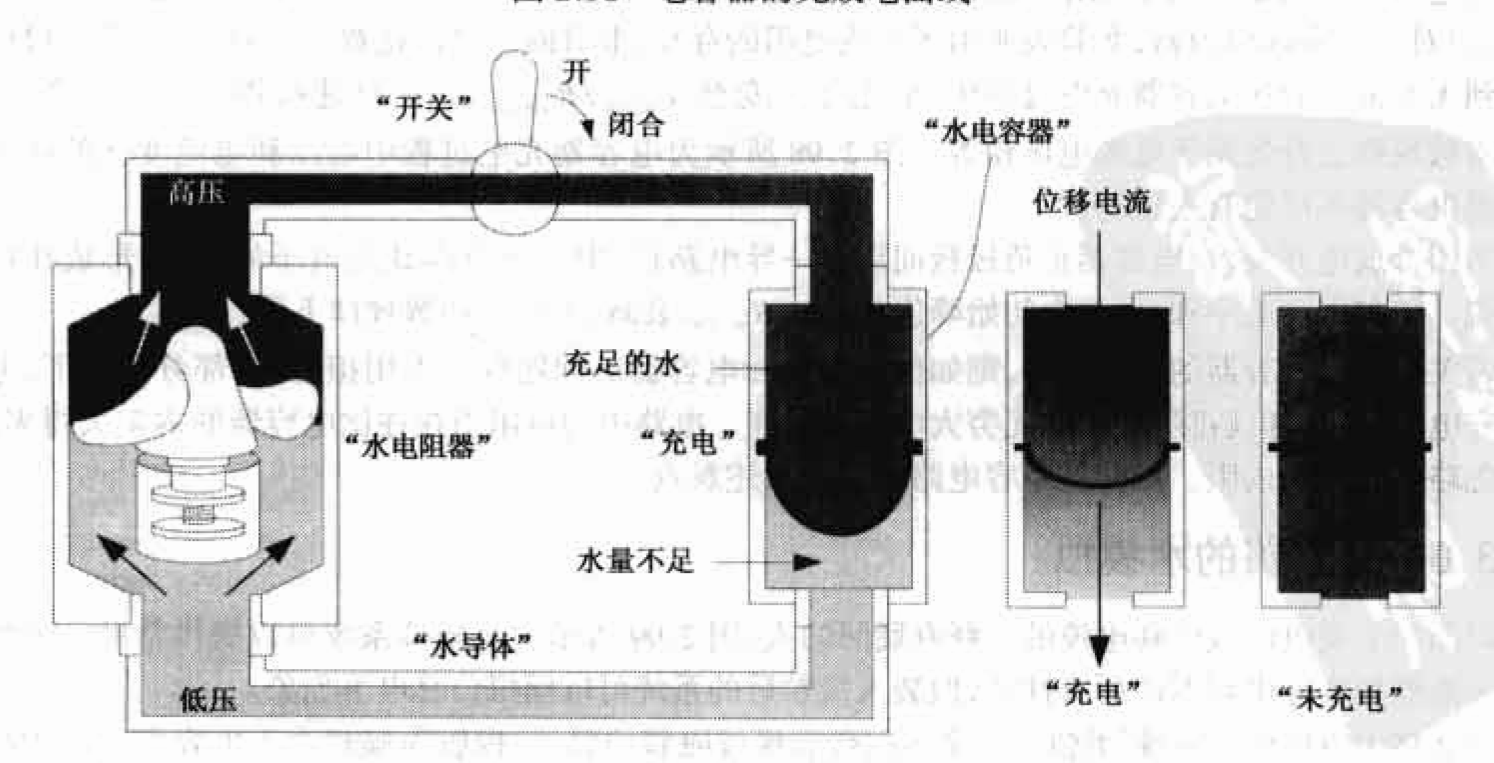


图 2.99　电容器的水系统模拟

例1:将10 μF电容连至50 mA的直流电流源上,求10 μs,10 ms,1 s后,电容器上的电压。

解:I_C 为常量,因此可将其移到积分号之外:

$$10\ \mu s:\ V_C=\frac{1}{C}\int I_C dt=\frac{I_C}{C}t=\frac{50\times10^{-3}\ A}{10\times10^{-6}\ F}(10\times10^{-6}\ s)=0.05\ V$$

$$10\ ms:\ V_C=\frac{1}{C}\int I_C dt=\frac{I_C}{C}t=\frac{50\times10^{-3}\ A}{10\times10^{-6}\ F}(10\times10^{-3}\ s)=50\ V$$

$$1\ s:\ V_C=\frac{1}{C}\int I_C dt=\frac{I_C}{C}t=\frac{50\times10^{-3}\ A}{10\times10^{-6}\ F}(1\ s)=5000\ V$$

显然,一般的电容器不可能承受该电压。

例2:给一47 μF电容器充电,充电电压的波形如图2.100所示,求充电电流。

解:dV/dt 为波形的斜率,即等于10 V/10 ms,则电流为:

$$I_C=C\frac{dV_C}{dt}=(47\times10^{-6}F)\times\frac{10\ V}{10\times10^{-3}s}=0.047\ A=47\ mA$$

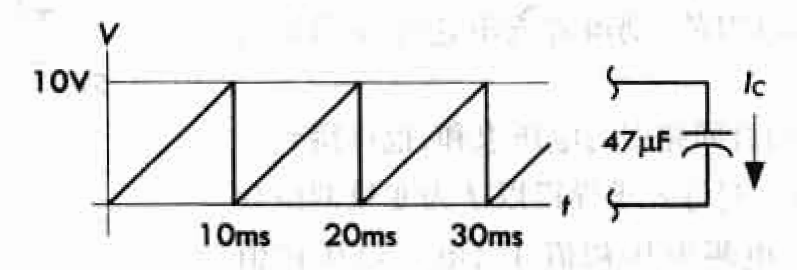


图2.100 例2所示电路

例3:假设一100 μF电容器两端的电压为 $5\ V\ e^{-t}$,求电容器的电流。

解:

$$I_C=C\frac{dV_C}{dt}=100\ \mu F\frac{d}{dt}(5\ V\ e^{-t})=-(100\ \mu F)\times(5\ V)e^{-t}=-(0.0005\ A)e^{-t}$$

(注:上面各例中的电容器假设为理想电容器,若求解实际电容问题,则所得结果大致相近,但需对电流加以限制)。

2.23.7 电容器的能量

能量在理想电容器中不会被消耗,但该结论对含有内阻的实际电容器不成立,由于实际电容器内阻很小,所以常常忽略其热损耗的能量。电容器中的能量以电场(或极板电位)的形式储存,将电容器的电流代入功率表达式 $P=IV$ 中,再将所得结果代入功率的定义式中 $P=dE/dt$,对 E 进行积分,即可求得电容器上能量的大小:

$$E_{cap}=\int VI dt=\int VC\frac{dV}{dt}=\int CV dV=\frac{1}{2}CV^2 \tag{2.42}$$

例1:给一1000 μF的电容器施加5 V电压,求电容器储存的能量。

解:

$$E_{cap}=\frac{1}{2}CV^2=\frac{1}{2}\times(1000\times10^{-6}\ F)\times(5\ V)^2=0.0125\ J$$

2.23.8 时间常数RC

将电容器接至直流电压源两端,电容器几乎瞬间就完成充电(实际电容器含内阻及电感,因此用"几

乎”来说明,关于这一点,参见3.6节的“电容器实际寿命”),同样,将充满电的电容器用导线短接,几乎在瞬间完成放电。但若在电路中接入电阻,充电或放电的速率将遵循一指数规律,如图2.101所示。控制充电或放电速率的应用有很多,如定时集成电路、振荡电路、波形发生电路及低放电功率储存电路。

对一充电电容器,应用如下列公式。

RC充电电路的电流及电压表达式:

$$I=\frac{V_S}{R}e^{-t/RC} \qquad \frac{t}{RC}=-\ln\left(\frac{IR}{V_S}\right)$$

$$V_R=IR=V_Se^{-t/RC} \qquad \frac{t}{RC}=-\ln\left(\frac{V_R}{V_S}\right) \tag{2.43}$$

$$V_C=\frac{1}{C}\int I\mathrm{d}t=V_S(1-e^{-t/RC}) \qquad \frac{t}{RC}=-\ln\left(\frac{V_S-V_C}{V_S}\right)$$

$$\tau=RC\ \text{时间常数}$$

式中,I的单位为安培,V_S的单位为伏,R的单位为欧姆,C的单位为法拉,t为接入电压源后的时间,单位为秒,$e=2.718$,V_R和V_C分别为电阻和电容电压,单位为伏,图2.101为$R=10\ \mathrm{k\Omega}$,$C=100\ \mathrm{\mu F}$时的波形图,减小电阻值,则电容充电速度及两端电压上升速度都变快。

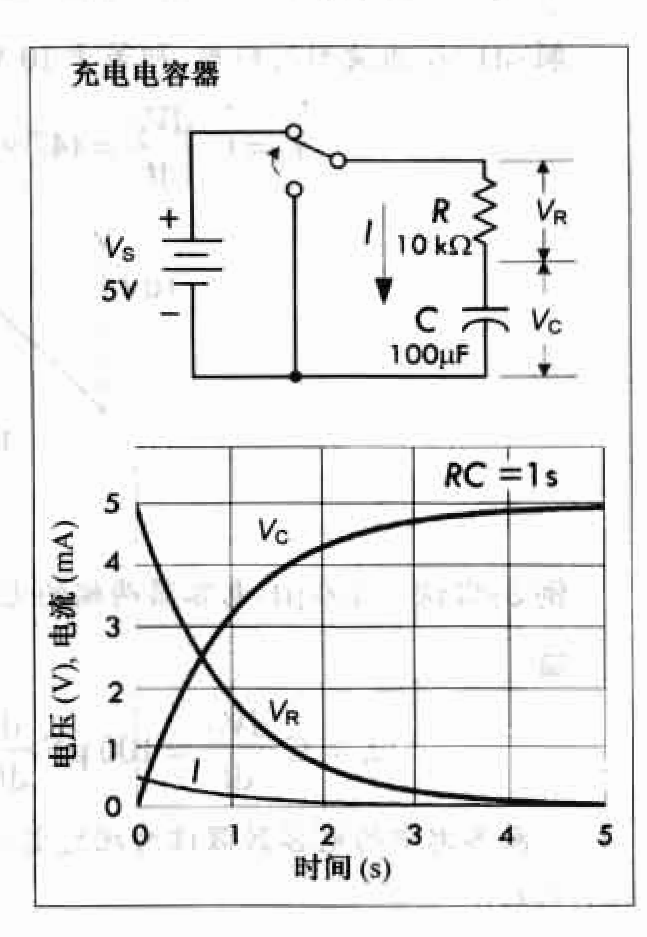


图2.101 时间常数

(应用基尔霍夫定理,对闭合回路中的电压求和,也可得到上述表达式 $V_S=RI+(1/C)\int I\mathrm{d}t$,对等式求导得以$I$为变量的微分方程,在给定电流初值$V/R$,电阻电压初值$V_S$,电容电压初值$V_C=0$的条件下,求解微分方程得解答为$I=(V/R)e^{-t/RC}$,将$I$代入$V_R=IR$、$V_C=(1/C)\int I\mathrm{d}t$中,可以分别求出电阻和电容两端电压。关于这类电路的求解问题,将在“直流瞬态电路”一节中详细介绍)。

理论上,充电时间将趋于无穷,但充电电流最终将减小至不可测的数值。通常令$t=RC$为电路的时间常数,用小写字母τ表示RC,即$\tau=RC$,τ的单位为秒。经过1个时间常数的时间($t=RC=\tau$),电容的充电电压达到电源电压的63.2%,经过2个时间常数以后($t=2RC=2\tau$),电容器上的电压为电源电压的63.2%,即电容电压为电源电压的86.5%。三个时间常数后,电容电压为电源电压的95%,依次类推。电容电压随时间的变化曲线如图2.101所示,5个时间常数以后,电容电压为电源电压的99.24%,认为充电完成。

例1:某集成电路(IC)通过外接RC充电网络来控制定时,如图2.102所示。该IC需3.4 V输入电压V_{in}来触发输出开关实现从高电位到低电位的转换,当内部晶体管(开关)导通的时候,电容器对地放电。设$C=10\ \mu F$,IC触发周期为5 s,求电路中的电阻R应为多大?

解:由

$$\frac{t}{RC}=-\ln\left(\frac{V_S-V_C}{V_S}\right)$$

可求得

$$R=\frac{t}{-\ln\left(\frac{V_S-V_C}{V_S}\right)C}=\frac{5.0\ \mathrm{s}}{-\ln\left(\frac{5\ \mathrm{V}-3.4\ \mathrm{V}}{5\ \mathrm{V}}\right)(10\times10^{-6}\mathrm{C})}=4.38\times10^5\ \Omega$$

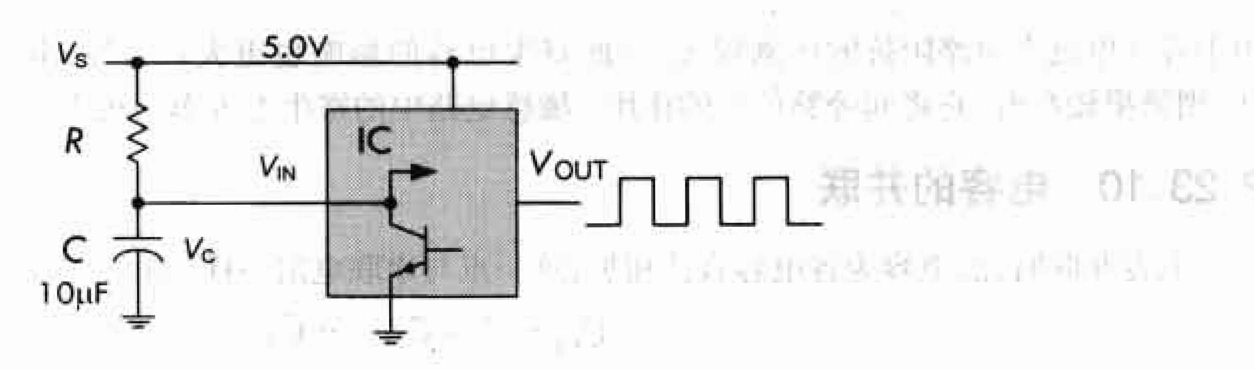


图 2.102 例 1 所示电路

对于一放电电容器，可利用下列等式求得各量。

RC 放电电路中的电流及电压为：

$$I = \frac{V_S}{R} e^{-t/RC}, \qquad \frac{t}{RC} = -\ln\left(\frac{IR}{V_S}\right)$$

$$V_R = IR = V_S e^{-t/RC}, \qquad \frac{t}{RC} = -\ln\left(\frac{V_R}{V_S}\right) \tag{2.44}$$

$$V_C = \frac{1}{C}\int_0 I dt = V_S e^{-t/RC}, \qquad \frac{t}{RC} = -\ln\left(\frac{V_C}{V_S}\right)$$

$$\tau = RC \text{ 时间常数}$$

式中，I 的单位为安培，电源电压 V_S 的单位为伏，电阻 R 的单位为欧姆，电容 C 的单位为法拉，t 为撤去电压源后的时间，单位为秒。$e = 2.718$，V_R 和 V_C 分别为电阻和电容电压，单位为伏，图 2.103 为 $R = 3\ k\Omega$, $C = 0.1\ \mu F$时的电流和电压波形。

应用基尔霍夫定理，对闭合回路中的电压求和，得方程 $0 = RI + (1/C)\int I dt$，对方程求导得以 I 为变量的微分方程，给定初始条件为：电流为 0，电阻电压为 0，电容两端电压 $V_C = V_S$。微分方程得解答为 $I = (V/R)e^{-t/RC}$。将 I 代入 $V_R = IR$、$V_C = (1/C)\int I dt$ 中，可分别求出电阻和电容两端电压。关于这类电路的求解问题，将在“直流瞬态电路”一节中详细介绍。

电容器放电是其充电的相反过程，因此一个时间常数后，电容电压将下降 63.2%，为电源电压的 37.8%，5 个时间常数后，将下降 99.24%，为电源电压的 0.76%，认为此时电容器已放电结束。

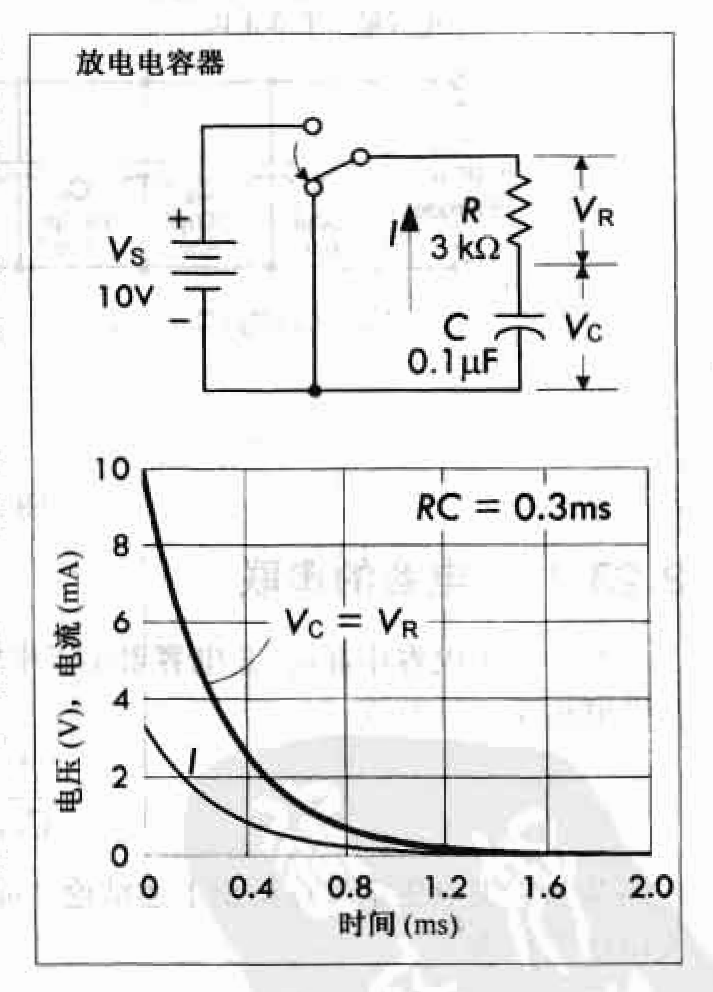


图 2.103 例 1 所示电路的波形图

例 2：一充有高电压的 100 μF 电容器通过 100 kΩ 电阻放电，求撤去电源后的最短放电时间。

解：5 个时间常数以后，可认为电容器放电结束：

$$t = 5\tau = 5RC = (5)\times(100\times10^3\ \Omega)\times(100\times10^{-6}\ F) = 50\ s$$

2.23.9 寄生电容

电容不仅仅只存在于电容器内部，实际上，两个不同电位的表面相互靠近时就会产生电场，存在电容效应，其作用如同一个电容器。这种效应在电路中并不是人为的，却经常出现，如存在于电线间或元件端子间。

这种无意间所形成的电容被称为寄生电容，它会造成电路中电流的中断。电路设计者必须找出使寄生电容最小的方法，如保持电容器的引线尽可能短和把元件分组以避免形成电容耦合。在高阻抗电路中，

由于容性电抗占电路阻抗的比例较大，因此寄生电容的影响也更大。另外，由于寄生电容往往与电路并联，则频率较高时，它将起旁路信号的作用。敏感电路中的寄生电容影响很大。

2.23.10 电容的并联

电容并联时，总电容为各电容直接相加，这一点与串联电阻一样，即：

$$C_{tot}=C_1+C_2+\cdots C_n \tag{2.45}$$

对图 2.104(a)所示电路的上部节点应用基尔霍夫电流定理得：$I_{tot}=I_1+I_2+I_3+\cdots+I_N$，即可求得上述公式。由于 C_1，C_2 两端电压均为 V，代入基尔霍夫电流方程，可得

$$I=C_1\frac{dV}{dt}+C_2\frac{dV}{dt}+C_3\frac{dV}{dt}=(C_1+C_2+C_3)\frac{dV}{dt}$$

括号内的部分为等效电容。

直观地看，可以认为一组并联电容相当于一个增大了极板面积的电容器，但要注意，加到并联电容器组两端的最大安全电压要受限于电容器组中额定电压最低的电容电压。电容器上的图表中一般会标出电容及额定电压值，但通常会缺少额定电压，此时必须基于电路中电容器所在位置的期望电压值计算出额定值。

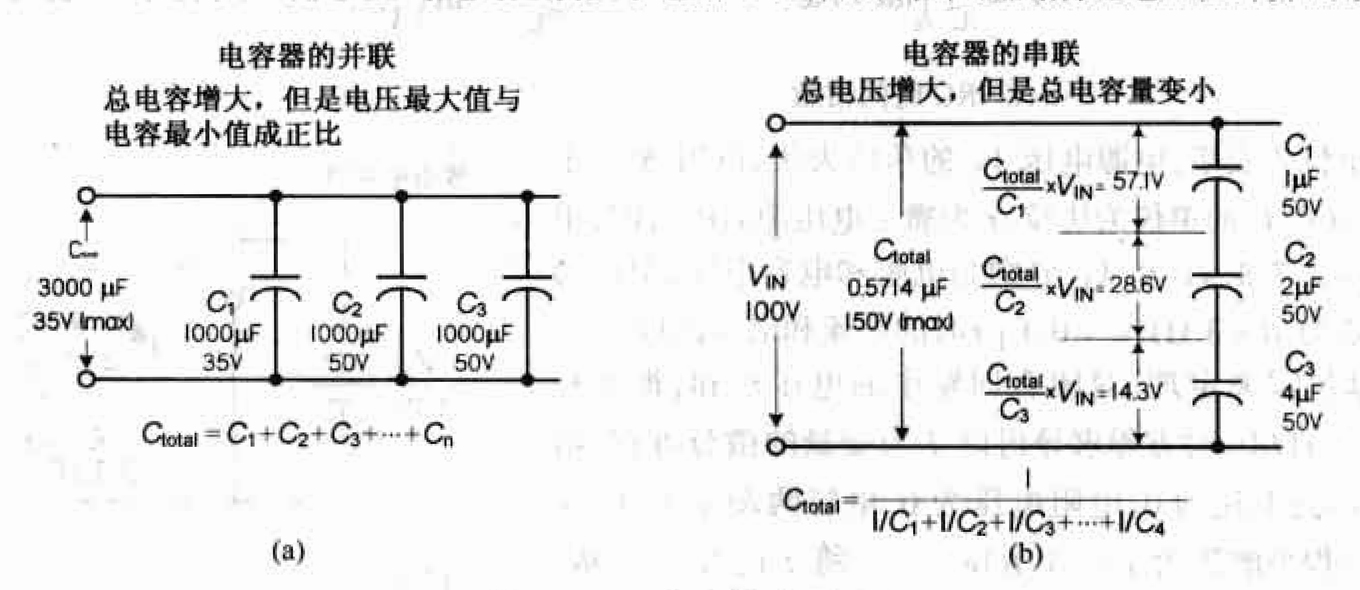


图 2.104 电容的串、并联

2.23.11 电容的串联

两个以上电容串联时，总电容要小于串联电容器组中的最小电容器的电容值，其等效电容计算式类似于并联电阻的计算式。

$$\frac{1}{C_{tot}}=\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\cdots\frac{1}{C_n} \tag{2.46}$$

应用基尔霍夫电压定理可得出上述结论。如图 2.104(b)所示，由于每个电容器上的电流 I 相等，则基尔霍夫电压定律为

$$V=\frac{1}{C_1}\int Idt+\frac{1}{C_2}\int Idt+\frac{1}{C_3}\int Idt=\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_3}+\cdots\frac{1}{C_N}\right)\int Idt$$

括号内的部分称为串联电容的等效电容。

串联电容器组承受的电压比单个电容器的额定电压大得多，为每个电容器额定电压之和，但总电容减小。当找不到合适的电容器或通过并联电容器也无法获取希望的电容值时，可以采用串连接法。要注意的是：图 2.104(b)中每个电容器的电压是不相等的，单个电容器(如 C_2)两端的电压是总电压的分数，可表示为(C_{total}/C_2)V_{IN}。有许多电路应用了串联电容的分压关系。

电容器串联时要注意确保每一电容器的电压不超过其额定电压，为了承受最大电压，最好在每个电容器两端都并联上一均压电阻，均压电阻值大约为每伏 100 Ω，并保证其有足够的功率容量。对于实际电容

器,其漏电阻的分压作用可能要比电容的分压作用大。电容器两端并联的电阻越大,其两端承受的电压就越高,通过添加等值电阻可以削弱这一效应。

例1:电路如图2.105所示。(1)求图2.105(a)中并联电容网络的总电容和最大工作电压(WV)。(2)求图2.105(b)中的总电容、WV、V_1及V_2。(3)求图2.105(c)中电容网络的总电容和WV。(4)若图2.105(d)中的电容网络的总电容为592 pF,总WV为200 V,每个电容器的WV如图中括号所标,求电容C。

解:

(a) 157 μF(35 V)

(b) 0.9 μF(200 V),V_1 = 136 V,V_2 = 14 V

(c) C_{tot} = 3.2 μF(20 V)

(d) C = 470 pF(WV > 100 V)

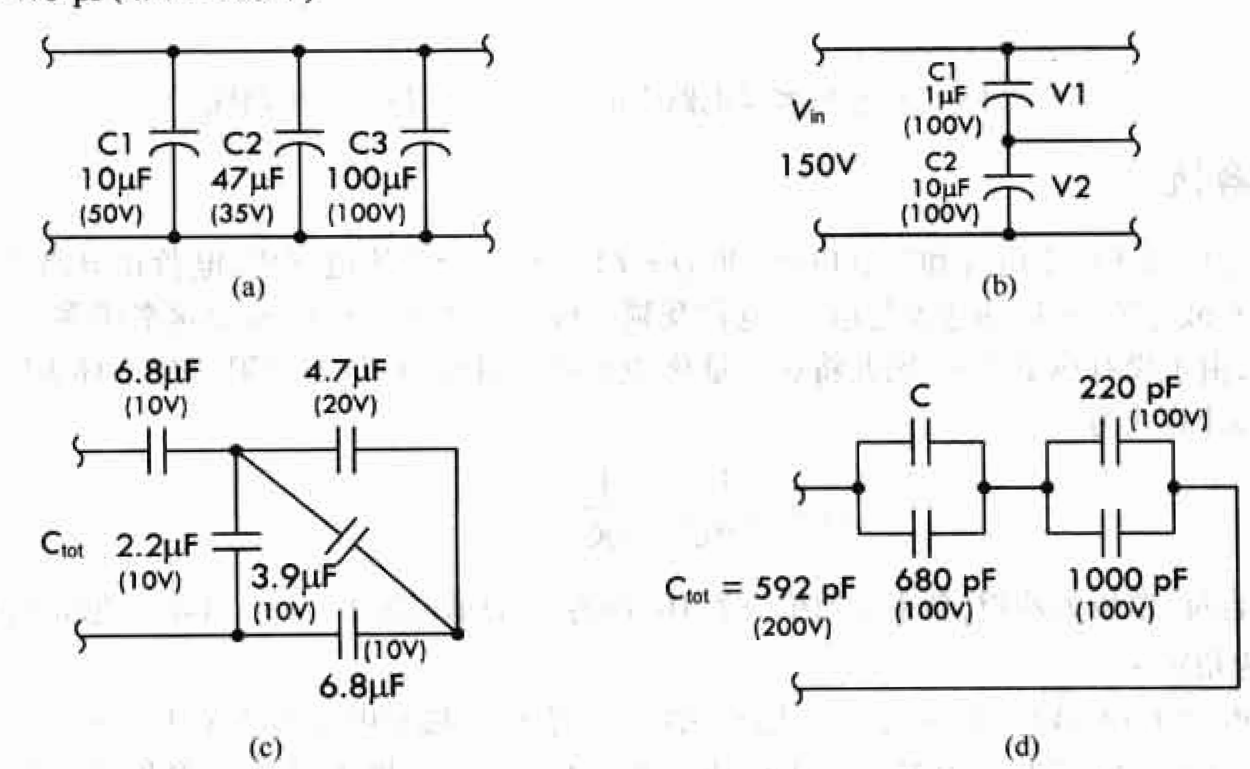


图2.105 例1所示电路

2.23.12 电容器内的交变电流

除了电容器隔断直流的作用以外(不考虑充放电瞬间),直流电路中讨论的电容器特性几乎都适用于交流电路。交流电路中的电容器既可以允许电流流过,又有限制电流的作用,其作用与频率有关。这一点类似于电阻器把电能转换为热从而使电流减小。电容器可以存储电能并能将储存的能量释放回电路中。

一个施加了交流信号的电容器,其电压,电流的关系曲线如图2.106所示,图中正弦电压的最大值为100 V。图中表明,从坐标起始点0到A这一段时间里,外施电压从0 V上升至38 V,说明电容器也充电至38 V,在A~B阶段,外施电压升到71 V,电容器电压也随之增加33 V,由于A~B阶段电容电压增量比0~A阶段要小,因此电容器的电荷增量也要比0~A阶段小,在B~C阶段,外施电压从71 V升至92 V,增加了21 V,电压增量再次减小,而在C~D阶段,外施电压只增加了8 V,增量进一步减小。

若把前1/4周期分割成多个时间段,将会发现电容器的充电电流波形与外施电压一样为正弦波。周期起始点的电流值最大,当电压达到最大值时电流变为0,表明在电压与电流之间有-90°的相位差。

在第二个1/4周期,即D~H这段时间内,外施电压降低,电容器释放电荷,应用与前述类似的分析方法,显然D~H阶段的电流值很小,然后在剩余时间段内持续增大。由于在这1/4周期内,电容器将电荷释放回电路中,所以电流流动的方向与电压方向相反。

在第三和第四个1/4周期里,将分别重复第一和第二个1/4周期的过程,唯一不同的是,外施电压的极性相反,电流也相应改变,换句话说,由于电容器的充放电引起电路中的交变电流。如图2.106所示,电流周期比电压周期超前90°,表明电容器的电流超前电容器电压90°。

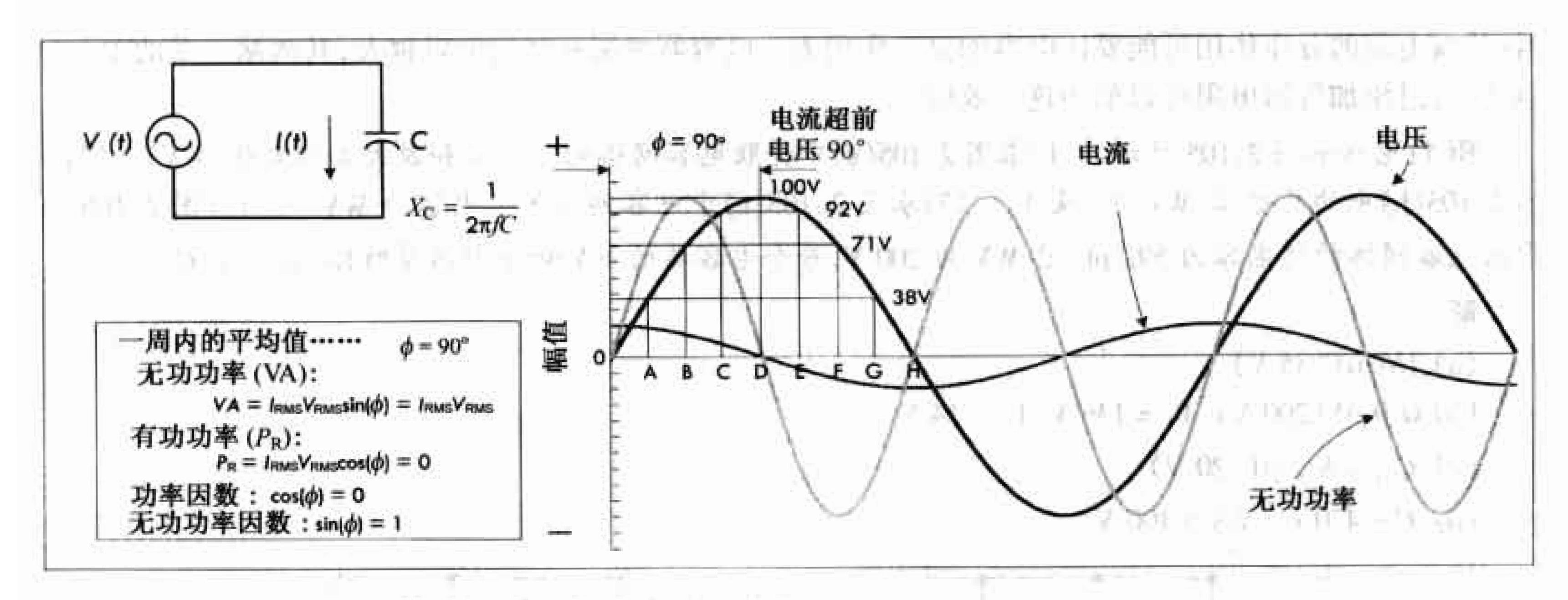


图 2.106 理想电容器电路中的电流,电压,以及功率曲线

2.23.13 容抗

电容器上的电荷正比于电容和外施电压,即 $Q = CV$。在一个交流电路中,电荷在电路中做周期性的往返运动,电荷(或电流)的运动速度与电压、电容及频率成正比关系。将电容和频率相乘,则得到一个类似于电阻的量,由于没有热量产生,因此将这一量称为容抗,容抗的单位与电阻单位一样为欧姆。在某一频率下,容抗的计算式为:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega C} \qquad \text{容抗} \tag{2.47}$$

式中,X_C 表示容抗,单位为欧姆,频率 f 的单位为 Hz,电容 C 的单位为 F。$\pi = 3.1416$。通常用角频率 ω 代替 $2\pi f$。ω 称为角频率。

应用位移电流 $I = C\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ 也可得出上式,因为将一正弦电压接至电容器两端,电压的改变引起电容器中的位移电流。例如:假设电压源电压的表达式为 $V = V_0\cos(\omega t)$,将 V 代入电容器的位移电流表示式中,得:

$$I = C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = -\omega CV_0\sin(\omega t)$$

当 $\sin(\omega t) = -1$ 时,电流达最大值或峰值 $I_0 = \omega CV_0$。峰值电压和峰值电流的比值 V_0/I_0 类似于欧姆定律中的电阻,其单位为欧姆,但该"阻抗"的物理现象与传统意义的电阻器(发热元件)完全不同,因而将该阻抗称为容抗。

当频率为无穷大时,$X_C = 0$,即高频时电容器相当于短路线,认为电容器具有高通特性。当频率为 0 时,X_C 趋于无穷大,电容器相当于断路,认为电容器具有阻止低频信号的作用。

需要特别注意的是:尽管容抗的单位为欧姆,但容抗并不消耗电能,在 1/4 周期内存储于电容器的能量在下一 1/4 周期内又直接释放回电路中去,如图 2.106 所示,也就是说,一个周期中平均功率为 0。

例 1: 给 220 pF 的电容器外施频率为 10 MHz 的电压源,求电容器的容抗。

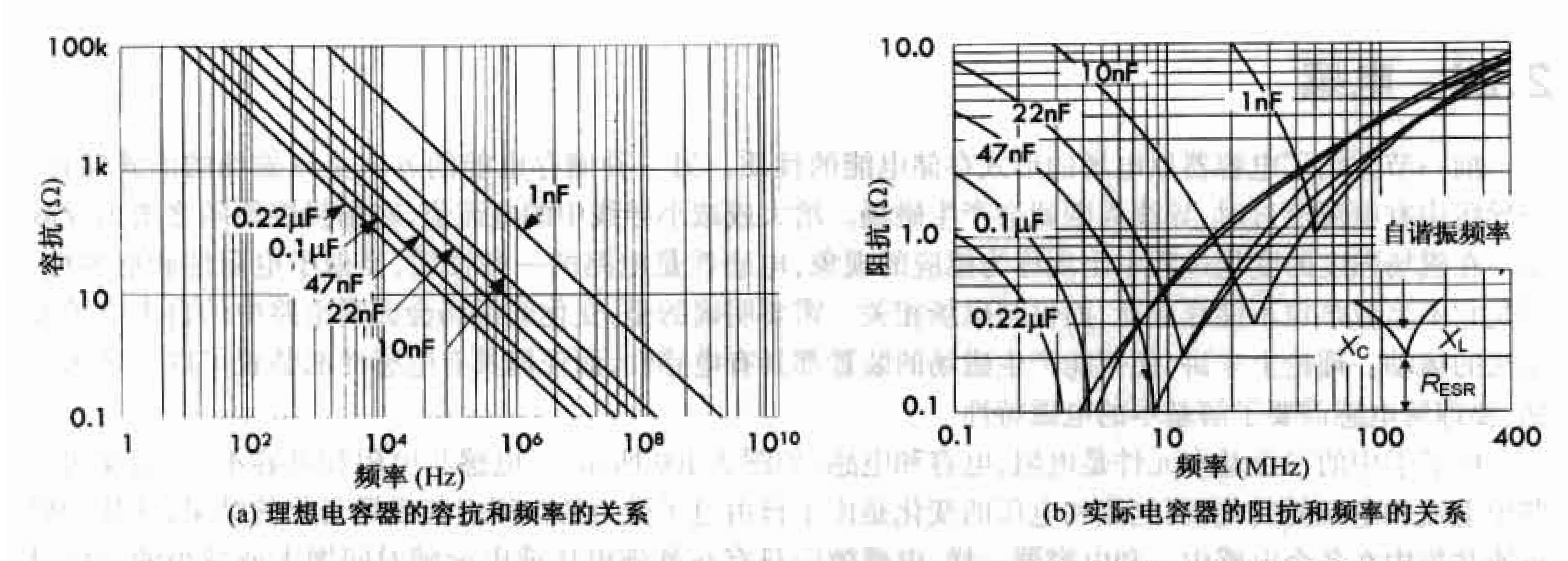
解:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \times (10 \times 10^6\ \text{Hz})(220 \times 10^{-12}\ \text{F})} = 72.3\ \Omega$$

(注: $1\ \text{MHz} = 1 \times 10^6\ \text{Hz}$, $1\ \mu\text{F} = 1 \times 10^{-6}\ \text{F}$, $1\ \text{nF} = 1 \times 10^{-9}\ \text{F}$, $1\ \text{pF} = 1 \times 10^{-12}\ \text{F}$)

例 2: 求电源频率分别为 7.5 MHz 和 15.0 MHz 时,470 pF 电容器的容抗。

解: X_C(在 7.5 MHz 时) = 45.2 Ω, X_C(在 15 MHz 时) = 22.5 Ω



(a) 理想电容器的容抗和频率的关系　(b) 实际电容器的阻抗和频率的关系

图 2.107　(a)各种理想电容器的容抗随频率变化的半对数坐标图;(b)考虑了实际电容器内阻及电感效应的频率响应曲线。图中曲线的最低点表示电容器的谐振点,在这一频率点电容器的电容和电感效应相互抵消,只剩内电阻,该点的频率称为谐振频率

图 2.107(a)显示了理想电容器的阻抗与频率的反比关系。图 2.107(b)说明,实际电容器的阻抗随频率的增大而减小,后又随频率的增大而增大,由于寄生效应的结果,实际电容器的曲线与图示曲线并不完全相同(参见图 2.93)。

2.23.14 电容性分压器

电容性分压器用于输入交流信号的电路中,由于电容器有隔断直流电压的作用,因此直流电路不能使用电容性分压器。电容性分压器的交流输出电压计算式与电阻分压器的计算式不同,如图 2.108 所示,分压公式的分子上是串联元件 C_1,而不是 C_2。

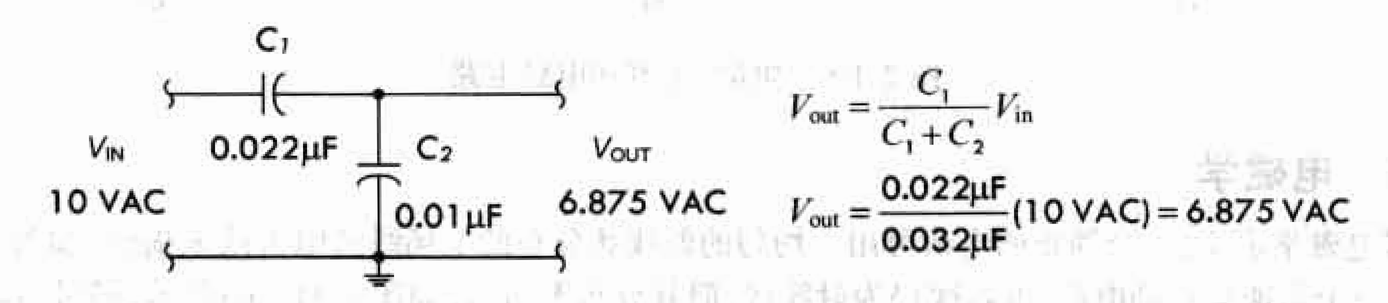


图 2.108　电容性分压器

注意输出电压与输入频率无关。但若在某一频率下,电容器的阻抗很小,则输出的容性电流将很小。

2.23.15 品质因素

对于电容和将要学习的电感这一类储能元件,可以用品质因数 Q 来区别其性能的优劣。这类元件的 Q 值等于元件存储的能量与其内部消耗的总能量之比。由于电抗与储能有关,电阻与能量损耗有关,则品质因数可表示为:

$$Q = \frac{\text{电抗}}{\text{电阻}} = \frac{X}{R} \tag{2.48}$$

Q 没有单位。电容器的电抗(单位为欧姆)就等于容抗 $X = X_C$(电感的电抗 $X = X_L$, X_L 为感抗),R 为元件中与消耗能量有关的所有电阻之和(单位为欧姆)。电容器的 Q 值通常很高。高质量的陶瓷电容器和云母电容器的品质因数 Q 可达 1200 以上,而微型可调陶瓷电容器的 Q 值非常小,在一些应用场合往往被忽略。微波电容器的 Q 值在 10 GHz 或更高频率下不超过 10。

2.24 电感

前一节介绍了电容器以电场的形式存储电能的性质。另一种储存电能的方式是以磁场的形式储存。当导线中有电流流过时,导线周围就会产生磁场。增大或减小导线中的电流值,磁场强度便随之增大或减小。在磁场强度的变化过程中出现称为感应的现象,电感性是电路的一种性质,类似于电阻性和电容性,只是它不生成热也不储存电荷,而仅与磁场相关。需要明确的是,变化的磁场会影响电路中的自由电子或电流的运动。理论上来讲,任何能产生磁场的装置都具有电感性,而任何具有电感性的装置可以称之为电感,要理解电感需要了解基本的电磁特性。

电子学中的三个基本元件是电阻,电容和电感(如图 2.109 所示)。电感与电阻和电容不同,它反映电路中电流和电压的变化,而电流和电压的变化是由于自由电子受力的作用引起磁场变化的结果,变化的磁场通常集中在各个电感中。和电容器一样,电感效应只有在外施电压或电流随时间增大或减小的变化过程中才会产生,电阻则与时间无关。设想当合上图示每一个电路的开关后,电路中的灯会亮吗?若再打开开关又会出现什么现象?下面将会讨论这些问题。

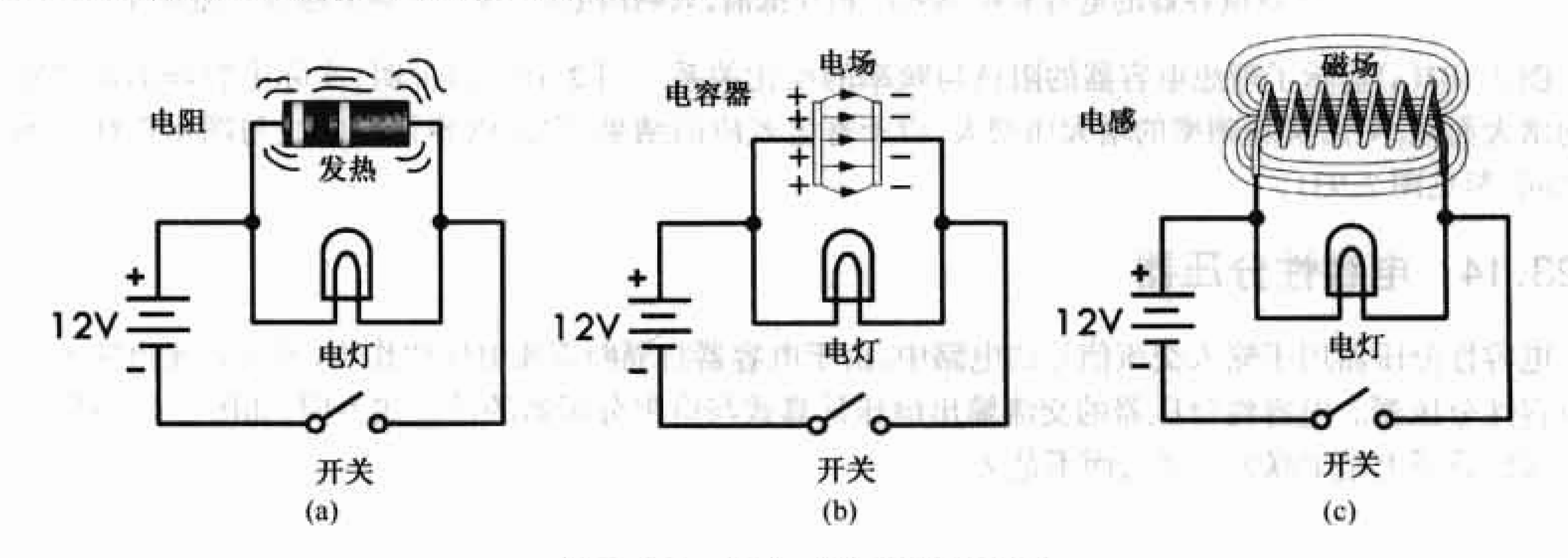


图 2.109 电阻、电容和电感电路

2.24.1 电磁学

根据电磁学定律,一个静止的电荷可用一均匀的射线状分布的电场线或电力线来描绘,如图 2.110(a)所示。对一个匀速运动的电荷,电场线仍为射线状,但其分布不均匀,如图 2.110(b)所示,同时运动电子产生一个如图 2.110(c)所示的环形磁场。若电荷加速运动,情况就变得更为复杂了,其磁场将会“扭结”,并引起向周围空间辐射的电磁波,如图 2.110(d)和图 2.110(e)所示。

图 2.110(c)所描绘的一个运动电子(或任何运动电荷)产生的电场 E 将引发一个磁场 B,因此,电场和磁场的一些现象具有相似性就是显然的。事实上,现代物理已将电场和磁场结合形成了场论,称为电磁学。麦克斯韦和爱因斯坦的论著已证明电场和磁场这两种现象是相互联系的。现代物理学的一些领域,应用虚光子的发射和被电荷吸收描绘了电磁相互作用的独特图片,解释了电磁力的存在。但在电子学中并不需要了解很多的电磁理论。

产生磁场的最简单方法是给导体通一个电流。从微观的角度看,导线中的每一个电子都会产生一个与其运动方向垂直的磁场。但是,若导线上没有电压,纯粹由热效应产生的电子的无规则运动和碰撞等引发的单个磁场的方向是杂乱的,因此导体周围磁场的平均效应为 0,如图 2.111(a)所示。当给导体两端施加电压后,自由电子将从负极向正极漂移运动,产生相反方向的电流。尽管电子运动的速度影响很小,但足以建立如图 2.111(a)所示的磁场,磁场方向与电流方向垂直。用右手定则可以确定磁场方向,把右手拇指指向电流方向,四指弯曲方向就是磁场方向,如图 2.111(b)所示(若用电子运动方向代替电流方向,则需应用左手定则判断)。

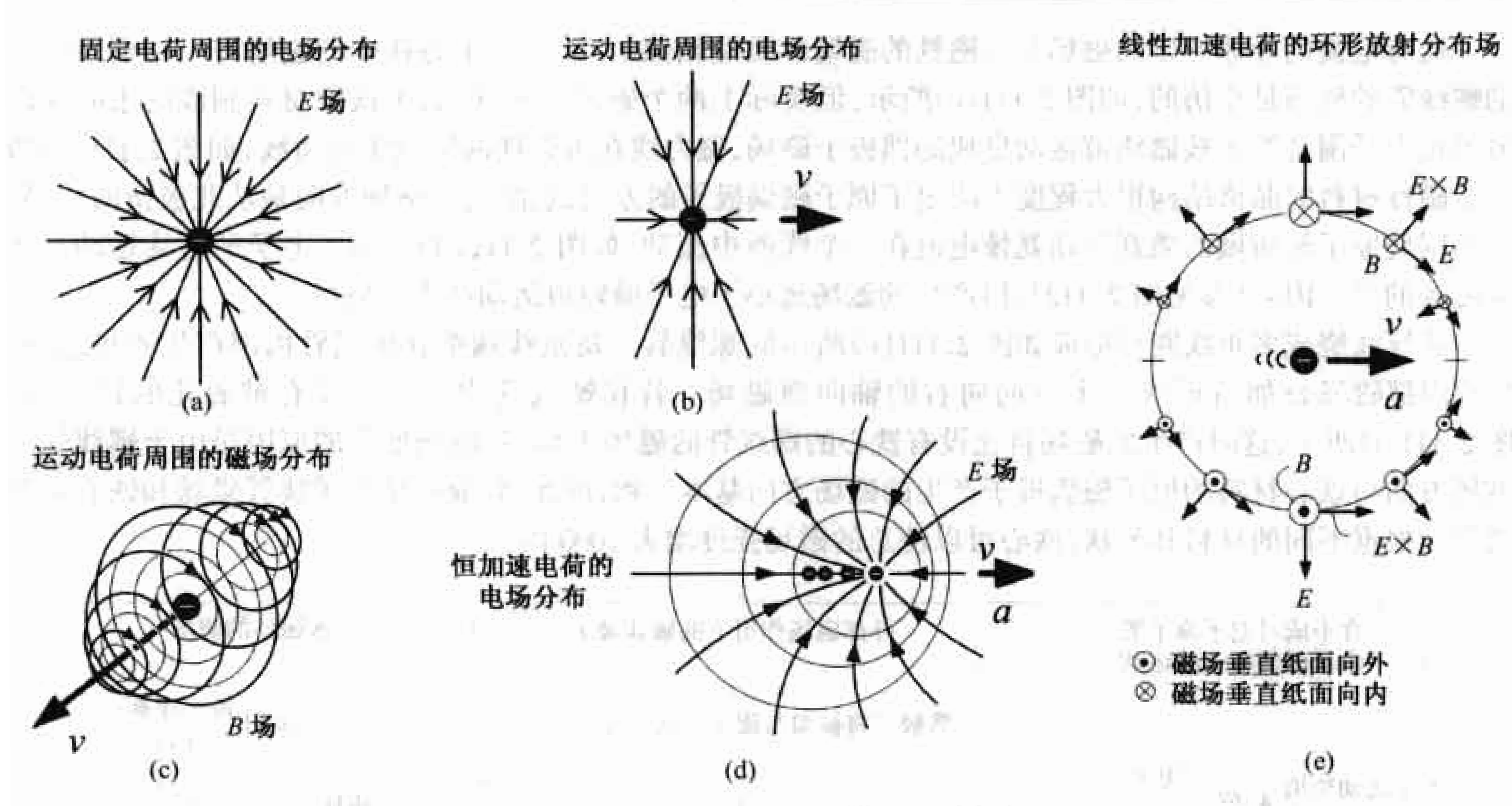


图 2.110 电场和磁场的一些相似现象统称为电磁学。只要电荷运动就会产生磁场。有趣的是,如果你与运动电荷一起移动,根据爱因斯坦的相对论,将看到磁场消失

1
开关打开
电子流
I
2
开关闭合
(a)
载流导体
磁感应曲线
B
I
(b)
磁通
(磁力线)
N
S
永磁体的磁极以及相应的磁场分布
(c)
B
I I
(d)
B
(e)
I
B
(f)

图 2.111 (a)施加电压的导体中自由电子运动,同时产生磁场;(b)右手定则表示电流与磁场方向之间的关系;(c)永磁铁;(d)单匝线圈中电流产生的呈放射状的磁偶极子磁场;(e)施加电压的螺线管具有和永磁铁相似的磁场;(f)电磁铁,利用铁心来增大磁场强度

通有电流的导体产生的磁场与永磁铁的磁场性质是相似的，如一个永磁铁棒的磁场与一个密绕导线的螺线管的磁场是相仿的，如图 2.111(c)所示，但实际上两个磁场是不同的，由铁磁材料制成的永磁铁的磁场是电子围绕原子核做轨道运动形成的偶极子磁场，磁力线在永磁铁内形成闭合曲线，如图 2.111(e)所示。磁性材料的晶格结构很大程度上决定了原子磁偶极子的方向，也决定了磁场方向是从北极指向南极。电子围绕原子核所做的微观运动就像电流在一个线圈中流动，如图 2.111(d)所示。电子的自旋运动是产生磁场的另一因素(参见图 2.112)，但产生的磁场远小于电子做轨道运动产生的磁场。

将导线绕成多匝线圈可形成如图 2.111(e)所示的螺线管。每匝线圈都在螺线管内部产生磁场，把螺线管内部磁场叠加后形成一个方向向右的轴向强磁场。若在螺线管中插入一没有被磁化的铁心，如图 2.111(f)所示，这时产生的磁场将比没有铁心的螺线管的磁场大得多，磁场增强的原因是由于螺线管的磁场方向与铁心材料的原子磁偶极子产生的磁场方向基本一致，因此，合成磁场为螺线管磁场和铁心磁场之和。根据不同的材料和形状，铁心可以使总的磁场强度增大 1000 倍。

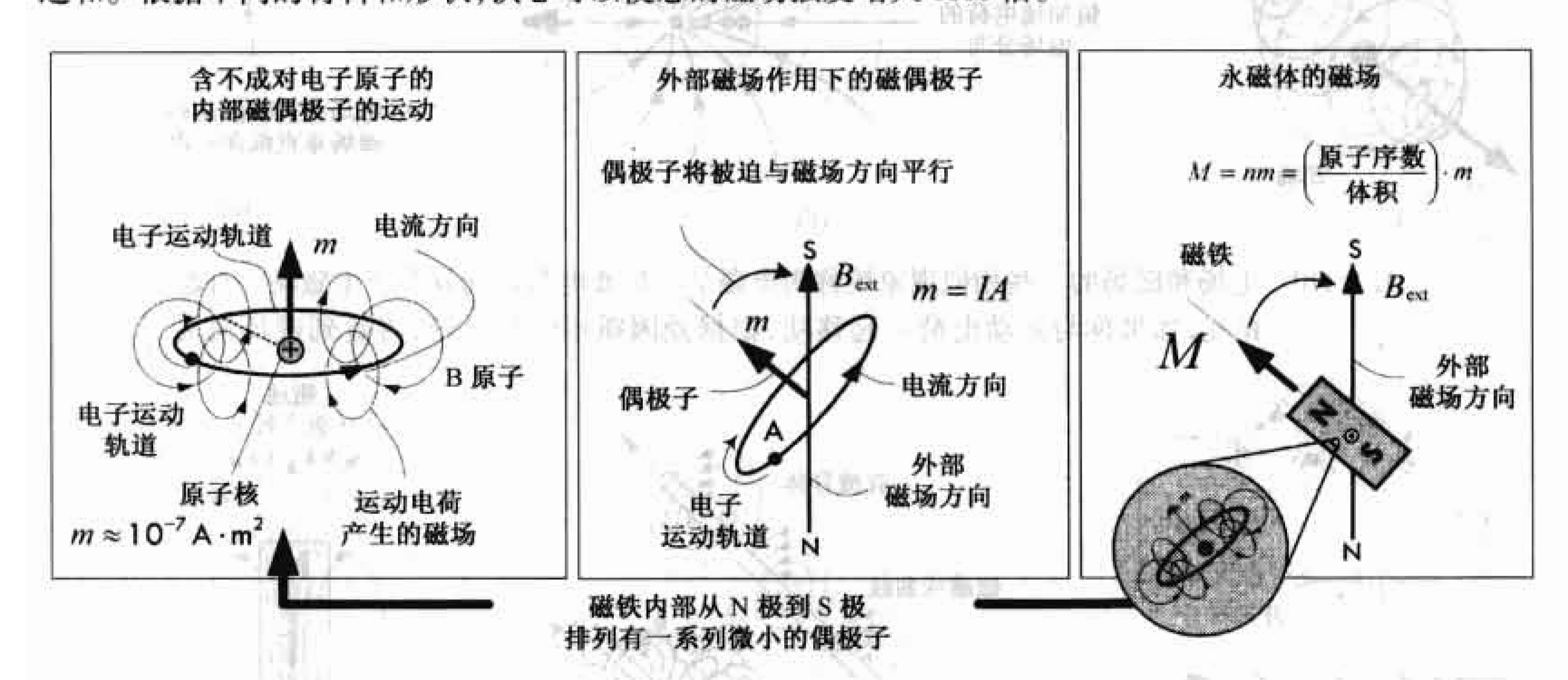


图 2.112 从微观角度看，永磁铁的磁场是单个价电子方向一致，形成了磁偶极子的结果。而电子的定向则是由于原子被束缚在磁体晶格结构内的原因

2.24.2 磁场及磁感应

磁场与电场不同，磁场只作用于那些运动方向垂直于磁场方向(或具有垂直磁场的运动分量)的电荷上。除非磁场自身是运动的，否则磁场对静止电荷没有影响，图 2.113(a)显示了在磁场中的运动电荷所受的力。假设电荷为正电荷，用右手定则，可以判断运动电荷受到的磁场力方向，方法是：手背对着电荷的初始速度方向，手指弯曲方向指向磁场方向，则大拇指指向运动电荷所受磁场力方向。对于负电荷，如电子的受力方向，可用图 2.113(b)所示的左手定则来判断。当电荷运动方向与磁场方向平行时，电荷不受磁场力的作用，如图 2.113(c)所示。

对于大量运动电荷，如导线中的电流，这时一根导线产生的磁场将对另一根导线有力的作用，反之亦然，如图 2.114 所示。当电流较大时可以看到导线间的受力情况(该种作用力的存在是因为导线晶格结构的表面静电力阻止电子从表面溢出)。

同样，恒定磁场对通有电流的导线也有作用力，如图 2.115 所示。

从外部看，一磁体同时有南极(S)和北极(N)，如图 2.115(b)所示，一磁体的 N 极将吸引另一磁体的 S 极，两磁体的同极端将相互排斥。那么，两个静止磁体之间为什么会有相互作用力呢？不是必须要有电荷或场的移动才会有力的产生吗？我们可以将宏观作用力与电子绕原子核运动形成的内部磁偶极子的运动相联系来解释这个问题，由于电子的轨道运动使磁偶极子的方向趋于一致形成域，导致了晶格间的结合力。

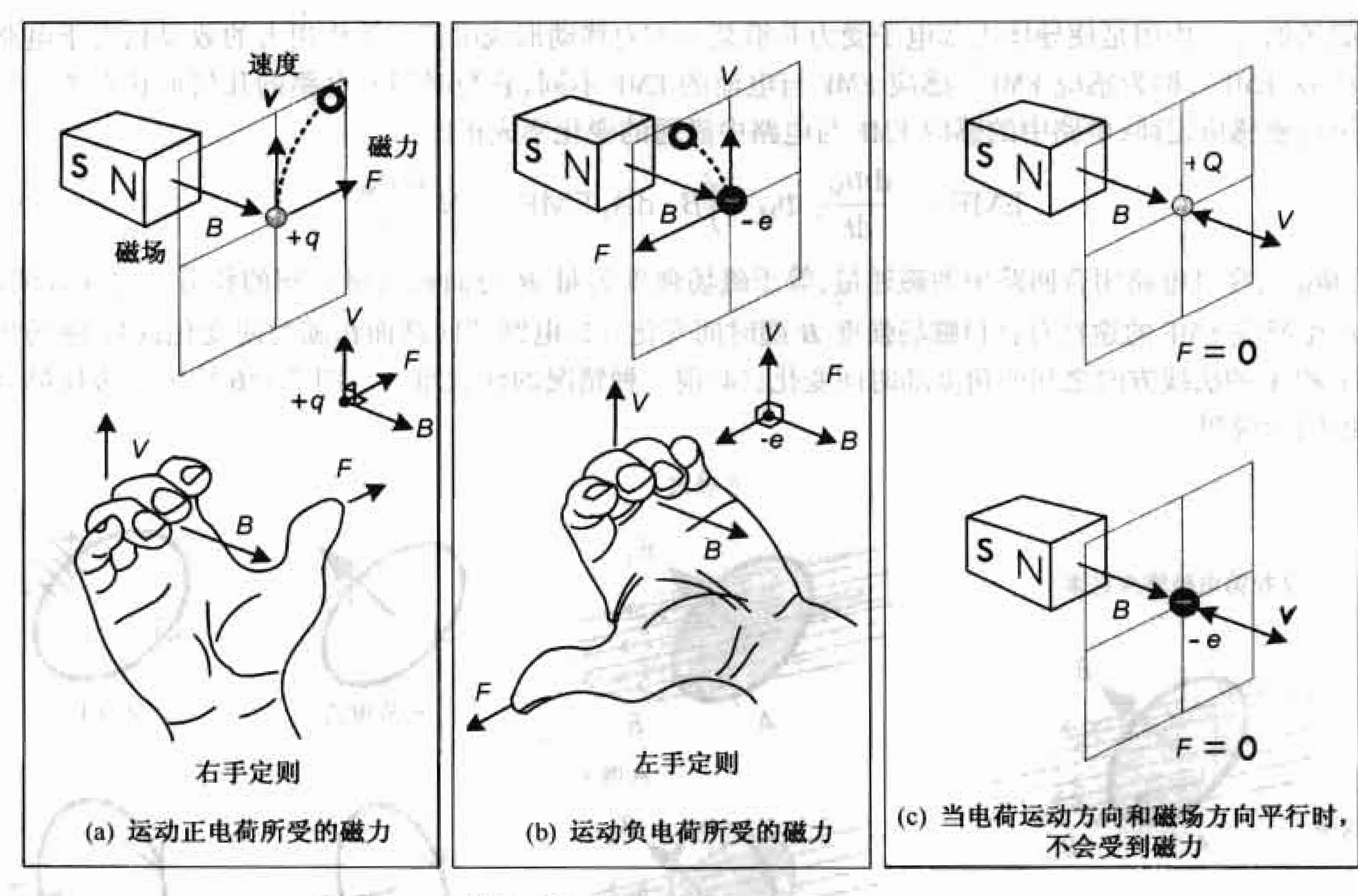


图 2.113　恒定磁场中的运动电荷受到的磁场力的方向

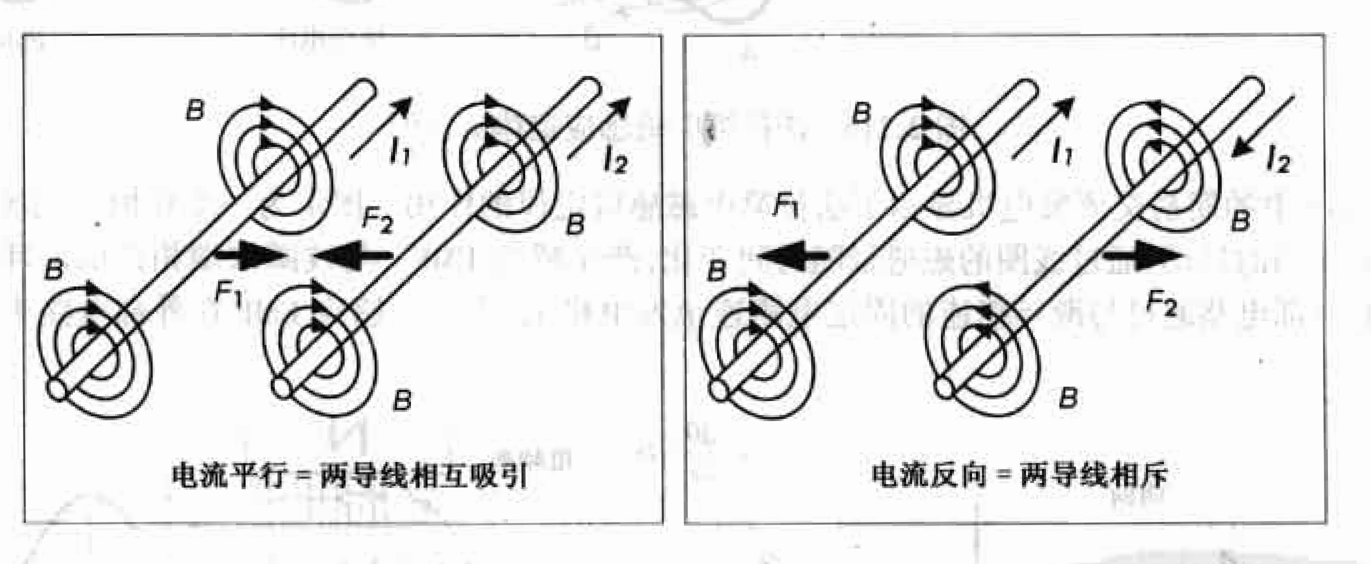
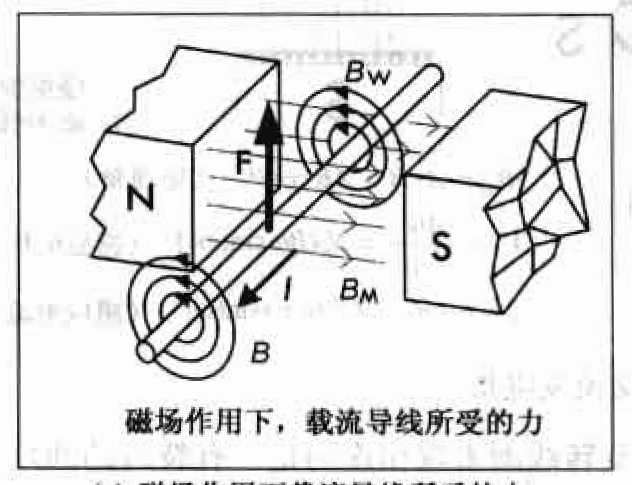
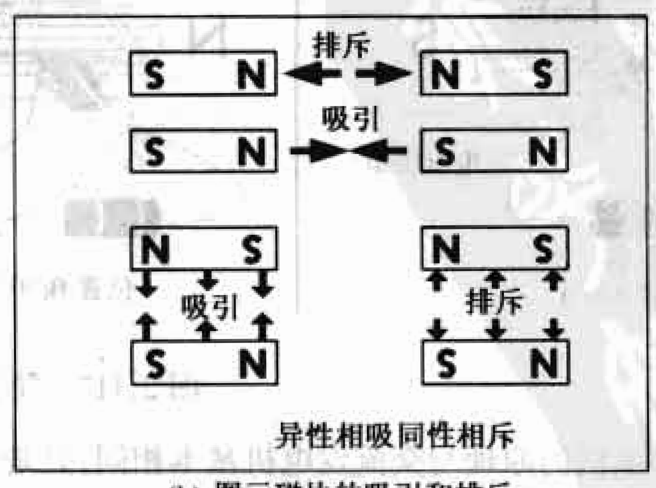


图 2.114　两输电线间的作用力



(a) 磁场作用下载流导线所受的力



(b) 图示磁块的吸引和排斥

图 2.115　(a)通有电流的导线在磁场中受到力的作用；(b)条形磁铁相互吸引和相互排斥

磁场的另一作用是使导体内部电子受力并沿某一方向移动形成电流。该作用力的效果相当于电路中的电动势(EMF),称为感应 EMF。感应 EMF 与电池的 EMF 不同,它与时间和电路的几何形状有关。根据法拉第电磁感应定律,电路中的感应 EMF 与电路中磁通的变化率成正比:

$$\mathrm{EMF}=-\frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{M}}}{\mathrm{d}t},\ \Phi_{\mathrm{M}}=\int B\cdot \mathrm{d}A,\ \mathrm{EMF}=-N\frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{M}}}{\mathrm{d}t} \tag{2.49}$$

式中,Φ_M 是穿过电路闭合回路中的磁通量,等于磁场强度矢量 $\boldsymbol{B}$ 与面积矢量点积的积分。定律表明,电路中产生感应 EMF 的途径有:(1)磁场强度 $\boldsymbol{B}$ 随时间变化;(2)电路的回路面积随时间变化;(3) 磁场强度 $\boldsymbol{B}$ 和面积 $\boldsymbol{A}$ 的法线方向之间的角度随时间变化;(4)前三种情况的任意组合。图 2.116 给出了法拉第电磁感应的图示说明。

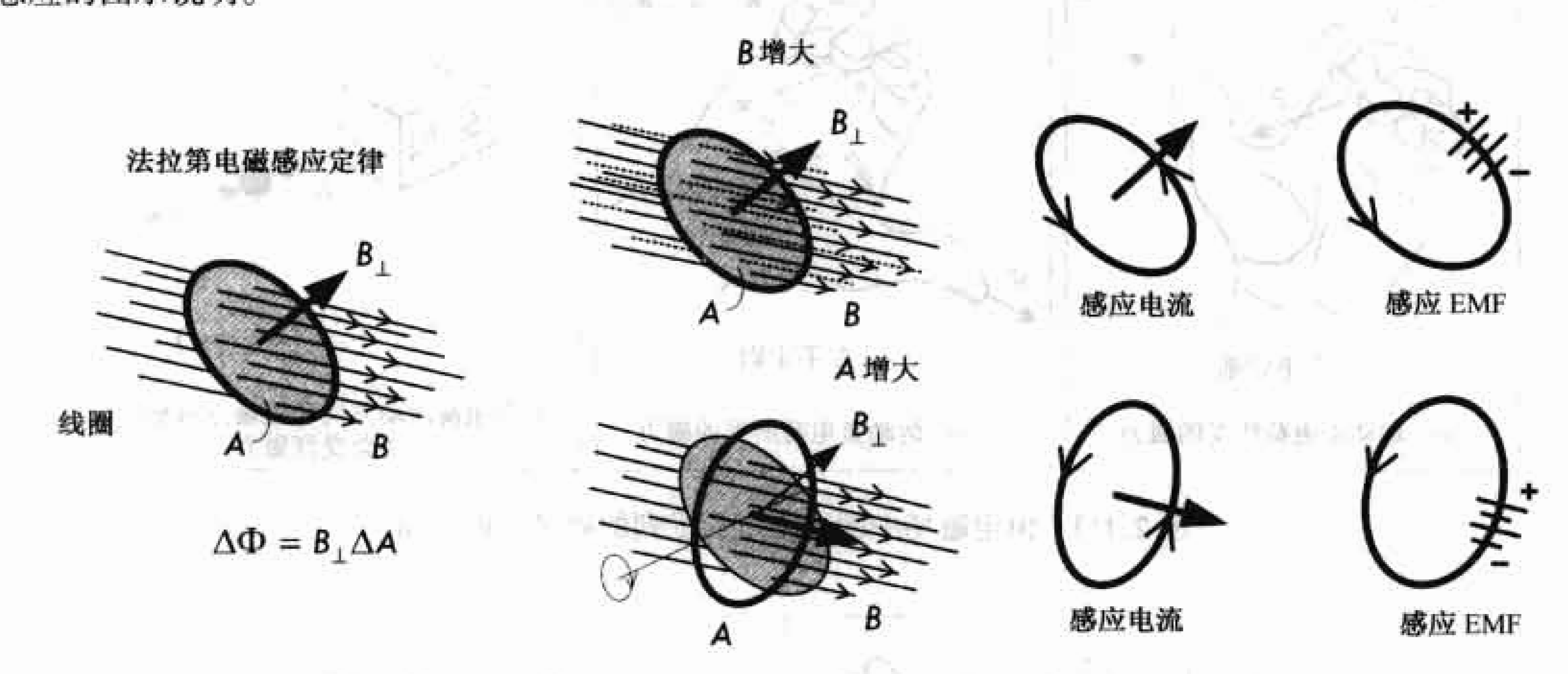


图 2.116 法拉第电磁感应定律的说明

图 2.117 中的简易交流发电机显示了法拉第电磁感应定律的作用。图示为一个在恒定磁场中旋转的线圈,随着线圈的转动,通过线圈的磁通量随时间变化,产生感应 EMF。与线圈末端相连的滑环随着线圈一起转动,外部电路通过与滑环相连的固定电刷连至发电机上,产生的感应 EMF 在外部电路中引起电流为电路供电。

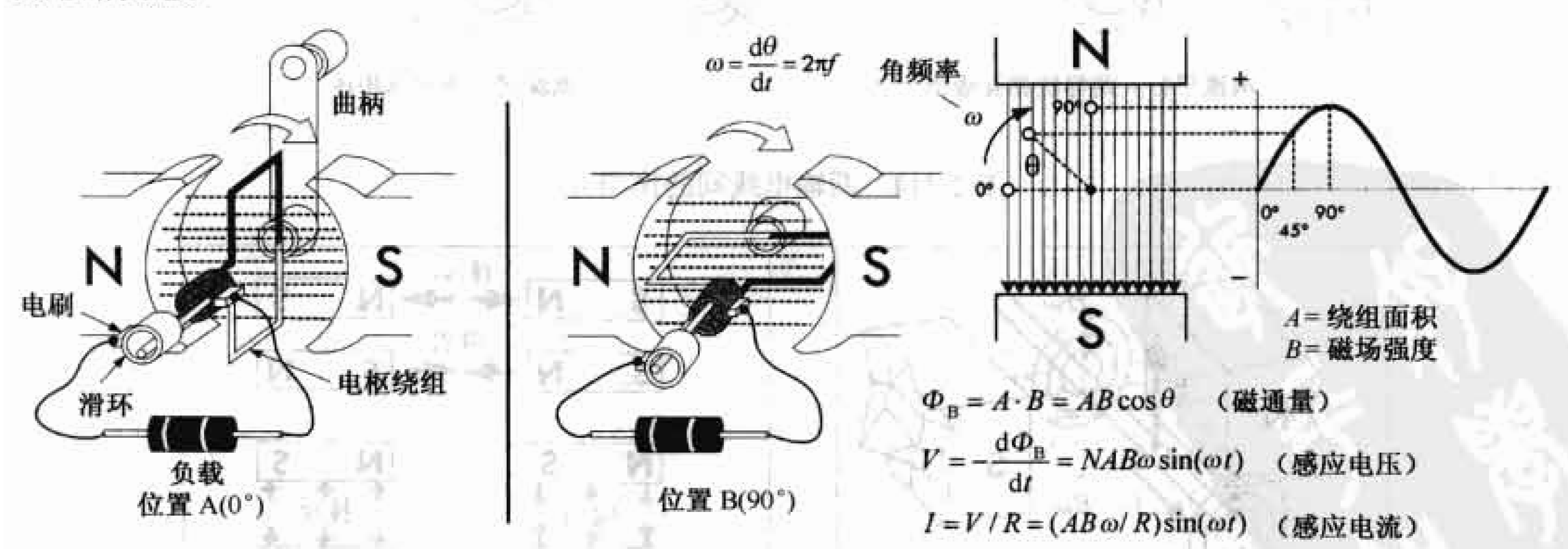


图 2.117 简易交流发电机

直流发电机的原理与交流发电机基本相同,只是与旋转线圈末端相连的是一有裂口的圆环或换向器,因而没有极性的反转,形成的是脉动直流,电流值近似于正弦波的绝对值。

电动机的工作原理与发电机恰好相反。电动机旋转线圈的电流是由外部电源提供的,磁场作用在线圈电流上的力产生转矩使线圈转动。实际的交流发电机和电动机要比现在描述的复杂得多,但其工作原理都是电磁感应原理。

图2.118所示电路给出了一个线圈中的电流变化在另一个线圈中感应出电流的方式。图中左线圈连接电源称一次线圈，右线圈连接负载电阻称二次线圈，当一次圈磁场增大，通过二次线圈的磁通量也相应增大，在二次线圈产生感应EMF和感应电流，这就是后面将要讲述的变压器的工作原理。实际变压器的一次和二次线圈内部都含有铁心，以增强线圈之间的磁耦合。

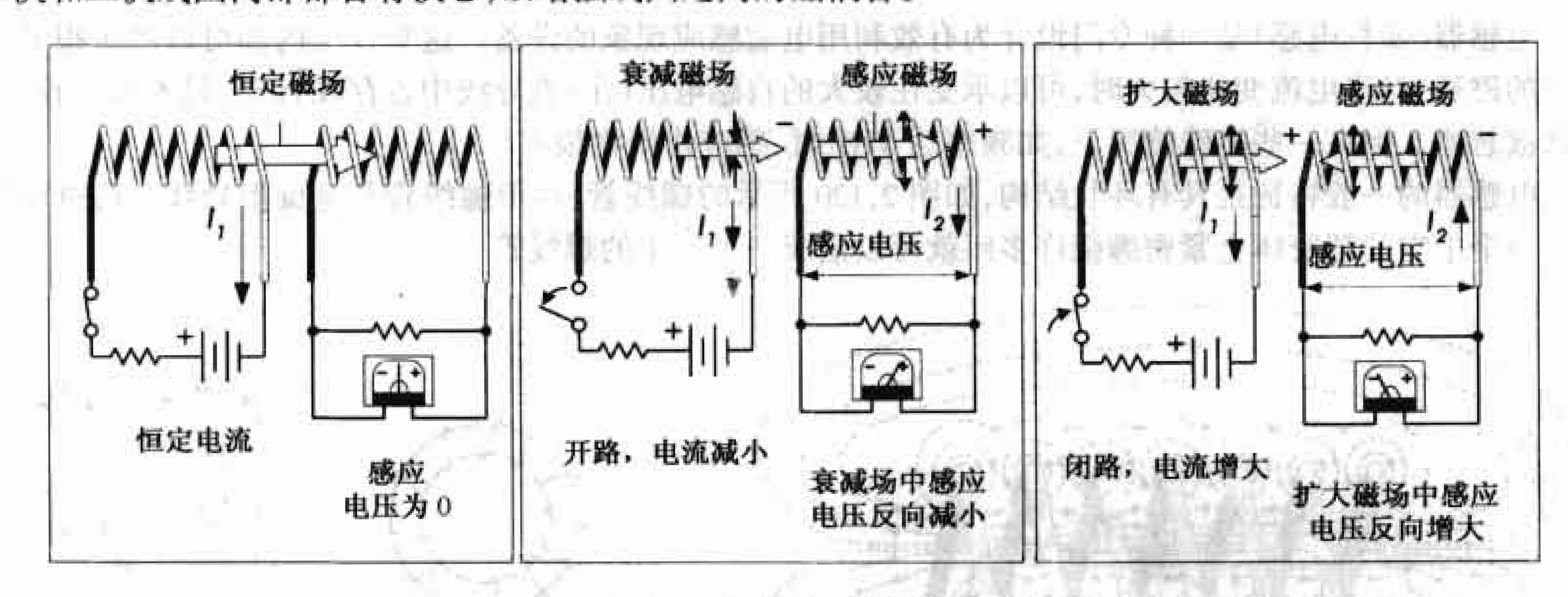


图2.118 当一次线圈电路中电流变化，二次线圈电路中就会产生感应EMF

2.24.3 自感

在前一节中，我们看到当通过电路的磁通量随时间变化时，在电路的回路中会产生感应EMF。电磁感应现象被应用于电动机、发电机和变压器等大量设备中，但在这些应用实例中，感应EMF都是由外部磁场引发的，如一次线圈的磁场在二次线圈中引发感应EMF。下面我们将讨论自感现象。自感是指通过闭合线圈的电流发生变化，在线圈本身产生感应EMF的现象。根据法拉第电磁感应定律，只有当线圈的电流增大或减小引起磁场强度的增大或减小时，线圈中才会有自感现象产生。自感是电感的基本特征。电感是一种重要的设备，在时变电路中，随着电流值的变动，电感起了存储或释放能量的作用。

考虑图2.119(a)所示的一个由开关、电阻和电压源组成的电路，根据欧姆定律，当电路中的开关闭合时，流过电路的电流将从0跃至 V/R。但根据法拉第电磁感应定律，上述现象完全不可能发生，因为，当开关刚一闭合，电流将随时间迅速增大，通过回路的磁通量也迅速增大，磁通量的增大在电路中引起一个反向的感应EMF，如图2.119(b)所示，使电路中电流呈指数规律上升，即延迟了电流的上升。我们称电路中的这一感应EMF为自感应EMF。

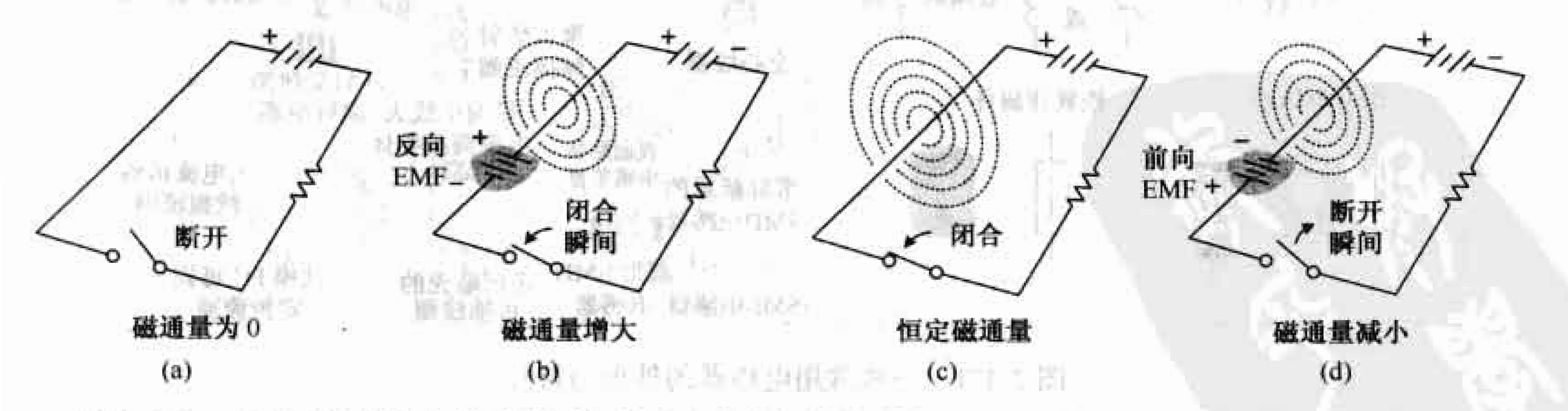


图2.119 (a)电路开路，电流和磁场为零；(b)电路闭合的瞬间，电流开始流动，同时通过电路回路的磁通量增大。增大的磁通量在电路中感应出与电源反向的EMF；(c)一段时间以后，电流停止增大，磁通量为一恒定值，感应EMF消失；(d)若突然打开开关，电流将趋于0，但在这一过程中，随着电流趋于0，回路中的磁通量减小，在电路中产生与电源极性一致的感应EMF。在以后的学习中，我们将看到，当电路中有一大的螺线管线圈或螺旋形电感器时，断开开关将产生电火花，这是由于产生了很大的感应EMF，使电流继续流动

自感现象在如图2.119所示的简单电路中是很微弱的，产生的自感电压几乎测量不到。但若在电路

中接入能集中磁场的特殊装置——电感器，则时变信号产生的感应 EMF 值会很大。除有特别说明，一般情况下认为电路的自感相比电感器的自感可被忽略。

2.24.4 电感器

电感器(简称电感)是一种专门设计为有效利用电磁感应现象的设备。这类设备内部可以产生很大的集中的磁通，且当电流变化较大时，可以承受住较大的自感电压(注：直导线中也存在自感，只不过比较小，通常被忽略。但在一些特殊情况下，如频率达 VHF 时，感应作用将很大)。

电感器的一般特征是具有环状结构，如图 2.120 所示的螺线管、环形螺线管和螺旋形导线。通过将导线在一个中空的塑胶体上紧密缠绕许多匝就可以制成一个简单的螺线管。

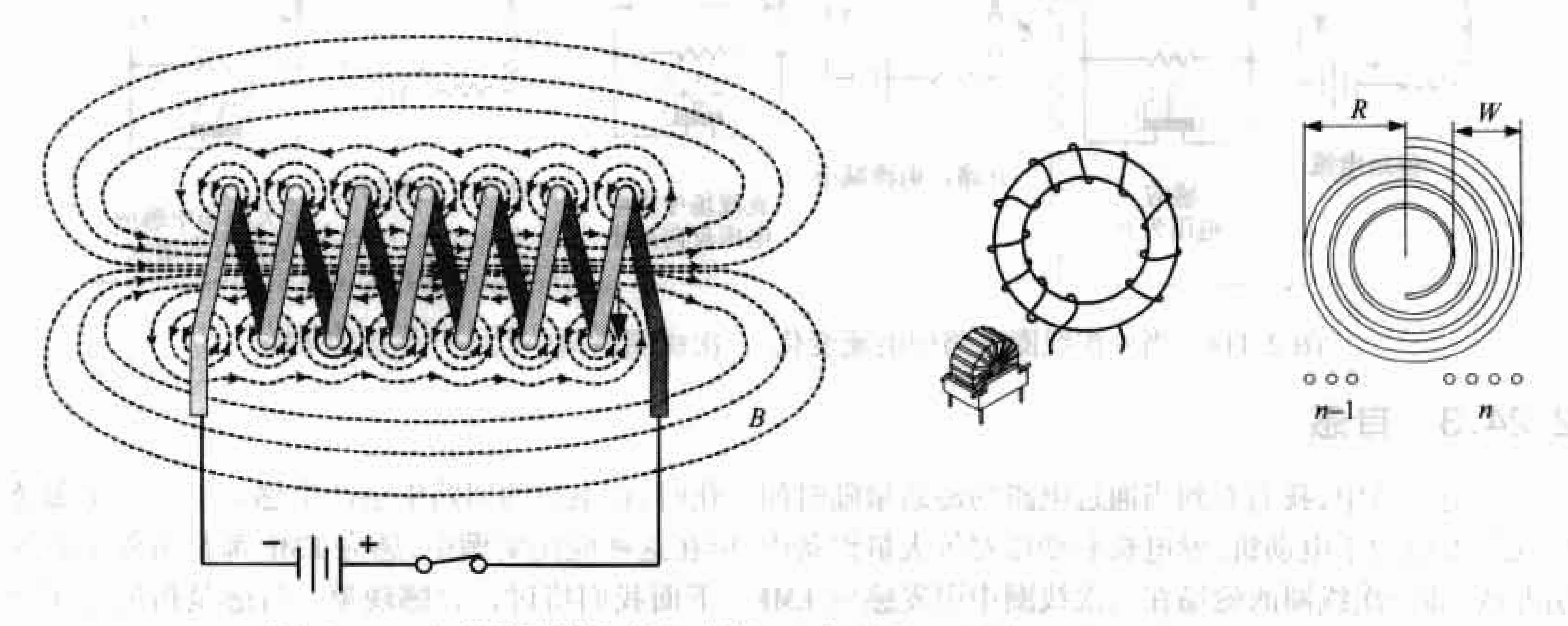


图 2.120　各种线圈结构的电感器——螺线管、环形螺线管和螺旋形导线

一个空心电感器的基本图形符号为。磁心式电感(内心为铁、铁粉、或铁氧体性陶瓷)、可调芯式电感器和铁氧体磁环的结构及相应的图形符号如图 2.121 所示。

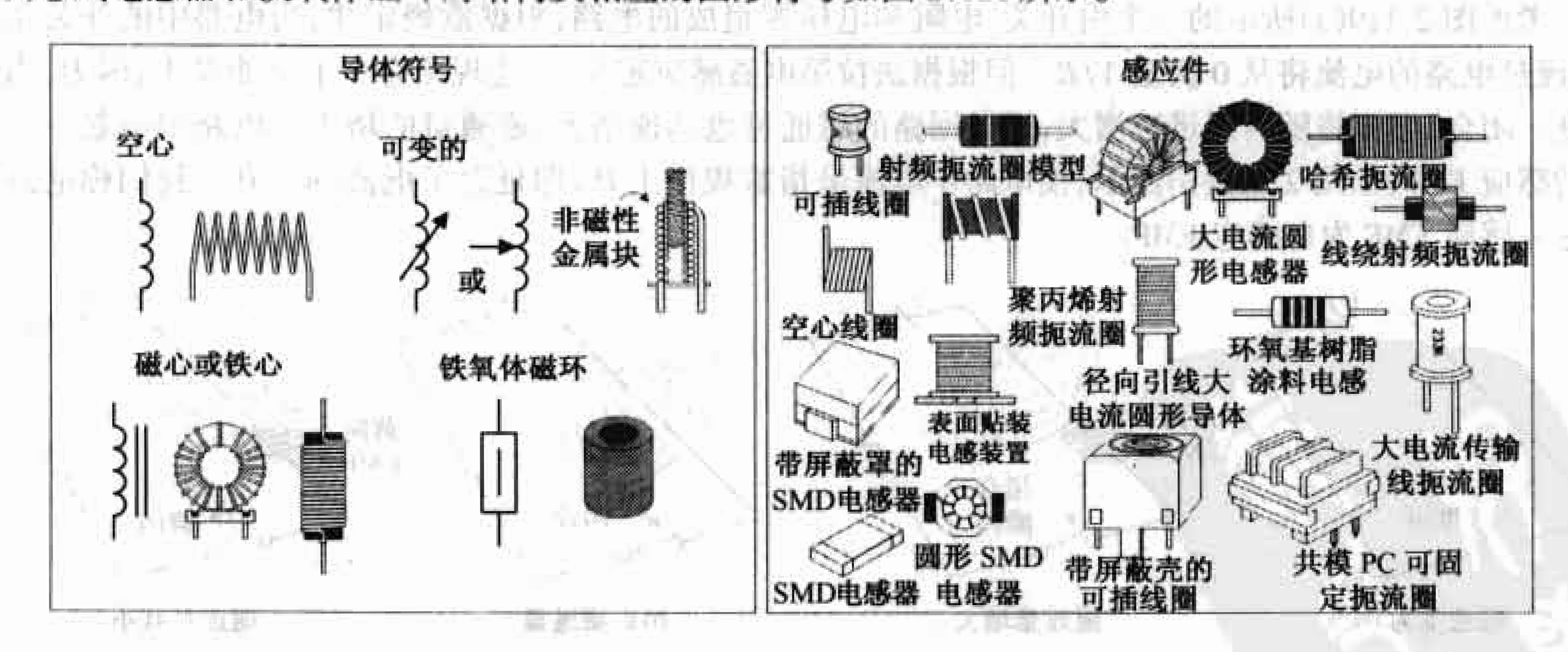


图 2.121　一些常用电感器的外形与符号

磁心电感器产生的磁场强度要比空心电感器的磁场强度大得多，其原因是绕在磁心上的线圈产生磁场作用于磁心材料内部的原子使其磁化，因此磁心电感器的自感比空心电感的自感大。同样，在电感器内放置磁心，只需很少的线圈匝数就可以得到所需的电感值。电感器的磁心材料通常是铁、铁粉或金属氧化物(也称铁氧体，实质是一种陶质材料)。磁心材料的选择是一个很复杂的过程，下面将给于介绍。

空心电感器的类型有：单匝的一段导线(用于超高频)；蚀刻在铜质涂层电路板上的螺旋线(用于特高频)，在非磁性物体上绕上绝缘导线制成的大型线圈。在无线电应用中，通常采用空心式电感器，以避免磁心式电感器内部的磁滞损耗和涡流引起的损耗。

实现可调式电感器的方法有:改变磁心式电感器的磁心长度,或沿着电感器的裸导线圈安置滑块。更常用的方法是用铁氧体、铁粉、或在磁心的中心旋入黄铜金属小块,这种方法的思想是基于电感值与磁心材料的磁导率有关的原理,由于大部分材料的相对磁导率约等于1,近似于真空磁导率,而铁氧体的相对磁导率则很大,电感值与线圈内磁心体积的平均磁导率有关,因此把相对磁导率约为1的黄铜类导电材料制成的金属小块旋入磁心后,电感值就将随之变化。另外,当金属小块表面有涡流流动时,会削弱磁心中心部分的磁通量,相当于减小了磁心有效面积。

铁氧体磁环,也称为铁氧体线圈,类似于倒置的铁氧体电感器。与一般磁心式电感器不同的是,标准的铁氧体磁环不需缠绕线圈(虽然通过缠绕线圈可以使电感器的电感值增大),而是把一根导线,或一组导线穿过磁环的孔,使导线电感值增大。标准的电感可以通过调整线圈匝数来获得任意值的电感,但铁氧体磁环的电感取值范围被限制在RF(射频)范围内。铁氧体磁环常套在RF电器,如电脑、调光器、荧光灯及电动机的电缆上,这些电缆会产生RF辐射,RF辐射会干扰电视机、收音机和音频设备。电缆装了磁环的地方,RF不能辐射,而是被磁环吸收并转化为磁环内部的热量。同样,铁氧体磁环也可以安装在接收装置的进线电缆上,以防止外部RF的侵入和干扰电缆传输的信号。

电感器的基本性质

一个电感器的作用类似于一个时变电流灵敏电阻,只有当电流发生变化时,电感才起"阻碍"作用,而在直流稳态条件下,它相当于一根传输电流的导线。当外施电压增大时,电感的作用相当于时变电阻,在电流随时间快速增大时,其阻值达到最大值。当外施电压减小时,电感像一个时变的电压源(或负电阻),它将维持电流的流动,当电流随时间快速减小时,其电压值达到最大。

在图2.122(a)中,当电感器两端所加电压值增大时,电路中的电流随之增大,通过螺线管线圈(或通过线圈回路)的磁通量也增大,增大的磁通量产生作用在自由电子上的反向作用力,这个反向力就是与电源电压方向相反的感应EMF,称之为反向感应EMF。反向感应EMF作用的结果是使电感的阻碍力随电流的突然增大而增强。一但电流值不变,电感将迅速失去其阻力。

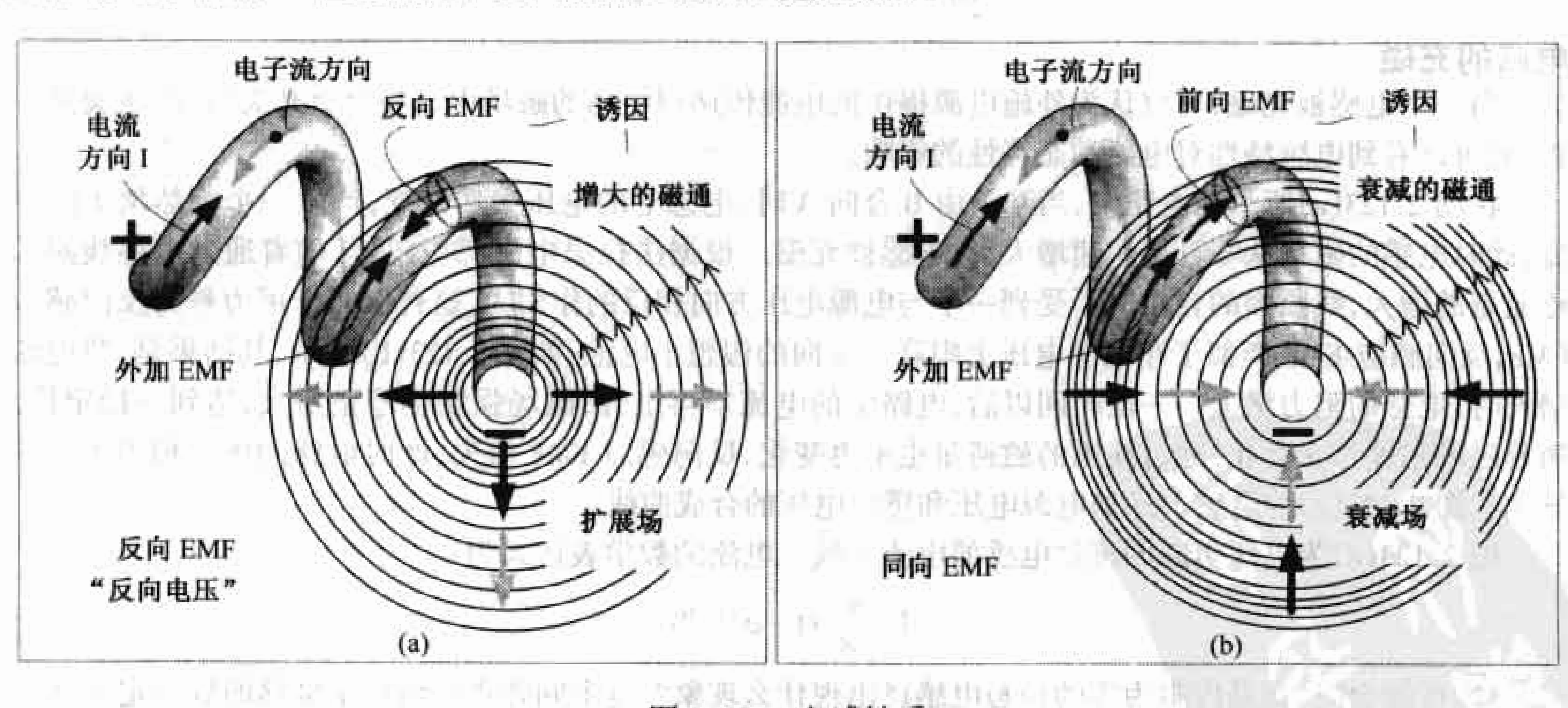


图2.122 电感性质

图2.122(b)中,当施加在电感上的电压降低时,电路的电流将减小,通过螺线管线圈(或通过线圈回路)的磁通量也减小,减小的磁通量产生作用在自由电子上的同向作用力,这个同向作用力是与突变前的外施电压同相的感应EMF,称之为同向感应EMF。同向感应EMF在电流突然减小时,使电感的作用相当于一电压源。一但电流值不变,电感的电压源作用将迅速消失。

电感是如何工作的另一观点是从能量传递的角度来考虑,认为电感磁场能量的增加是与其连接的电压源做功的结果。若设理想电感没有电阻,电压源做的功将全部转为磁场能量或功率,功率是储存的能量的变化率($P = dW/dt$)。根据功率定理 $P = IV$,可以看出,当磁场能量增加时,电感两端一定有一个电压

降,电压降不是由电路中的电阻所引起的,而是由于磁场建立过程中,产生反向感应电压的结果。当磁场达恒定状态时,磁场中储存的能量等于电源电压做的功。

图 2.123 说明当开关突然闭合,电感被激磁时,电路中出现的现象。

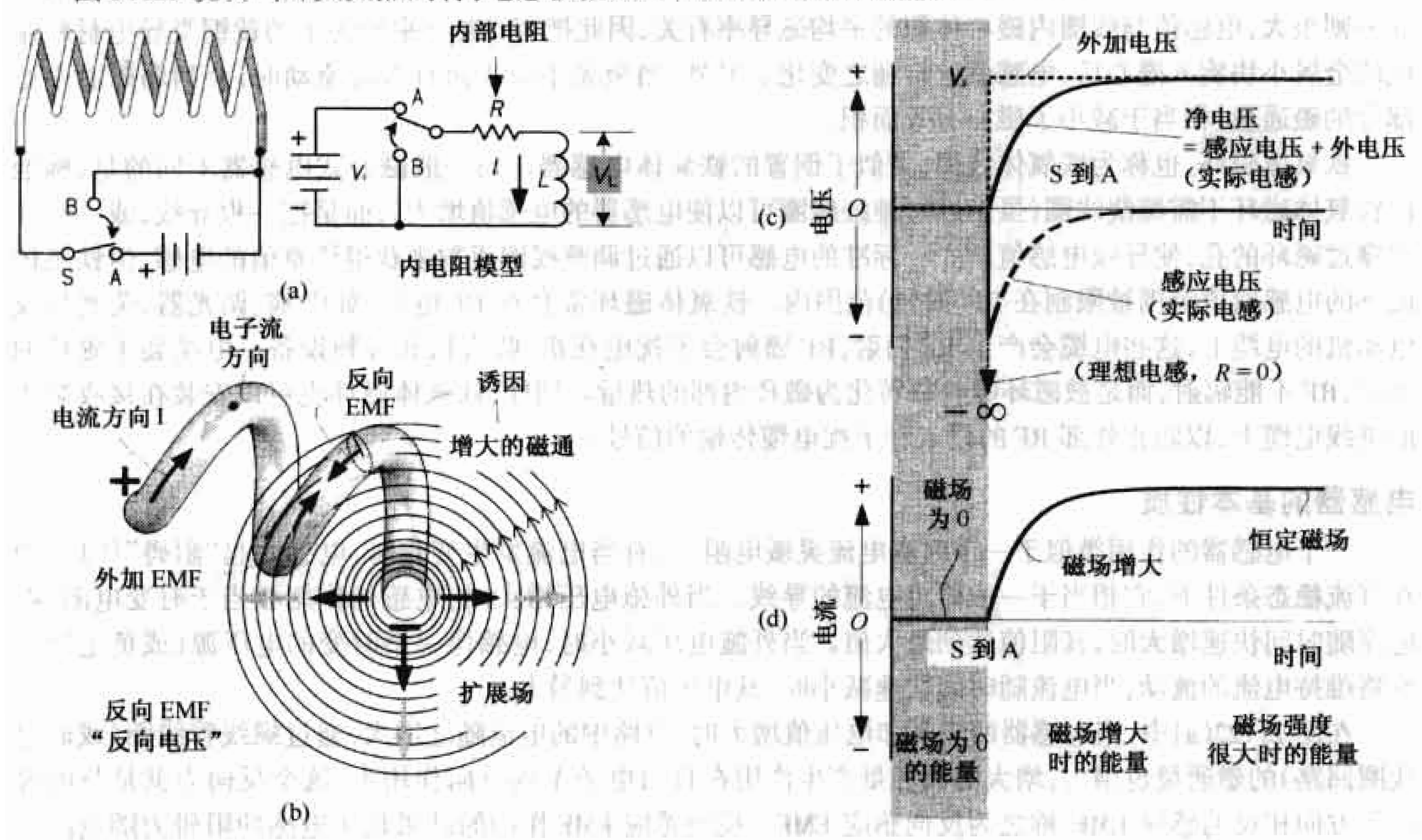


图 2.123　电感的充磁过程

电感的充磁

当一个电感被充磁,可以认为外施电源提供的电能传递到电感的磁场中。当合上开关时,磁场突然出现,就可以看到电感特性对电路动态特性的影响。

在图 2.123(a)所示的电路中,当开关由 B 合向 A 时,电感上的电压突然改变,产生一个突然增大的电流,此时电感的磁场从零开始快速增大,称电感被充磁。根据法拉第电磁感应定律,随着通过电感线圈的磁通量的增大,线圈内的自由电子受到一个与电源电压方向相反的作用力,这种反向作用力称为反向感应 EMF,反向感应 EMF 类似于在电源电压上串联一反向的假想小电池,如图 2.123(b)所示,其结果是,当电流增大时,电感的阻力增大。一段时间以后,电路中的电流不再上升,磁场强度也停止增大,达到一稳定值。随着磁场强度停止变化,通过线圈的磁通量也不再变化,反向感应 EMF 消失,此时电感的作用相当于一段导体。图 2.123(c)为电感上外加电源电压和感应电压的合成曲线。

图 2.123(d)为电压引起的流过电感的电流曲线。电流的数学表达式为:

$$I=\frac{V_S}{R}\left(1-e^{-t/(L/R)}\right)$$

(你可能会问:若是内阻为零的理想电感将出现什么现象? 这个问题将在给出了电感的数学定义式后进行讨论)。

从能量的观点来看,以上过程可以看做是电能向磁场能的转化;从功率的角度来看,电压降是能量注入磁场的结果(将电压降与反向感应 EMF 相联系)。一旦电流稳定,将不再有能量注入磁场中,因此也将不存在反向电压(或电压降)。

图 2.124 说明当开关突然打开,电感去磁时,电路中出现的现象。

电感的去磁

一个电感的去磁就是把电感中的磁场能量释放回电路转换成电能的过程。只有当电流随时间降低时,才会出现感应效应。

在图2.124(a)所示的电路中,当开关由A合向B时,电感两端电压突然改变,使电流趋于零,电感线圈的磁场强度骤然减小,但是,电感将力图阻止磁场的减小,根据法拉第电磁感应定律,通过线圈的磁通量减小,线圈内的自由电子受到一个与开关动作前的电源电压同向的作用力,称之为同向感应EMF。因此,电感在电流降低的过程中充当电源给电路提供电流,所提供的能量来自于磁场,如图2.124(b)所示,电感失去的磁场能量释放到电路中转为电场能量。

图2.124(c)为电感上外施电源电压和感应电压的合成曲线。

图2.124(d)为电感上的合成电压引起的流过电感的电流曲线。电流的数学表达式为:

$$I=\frac{V_S}{R}\mathrm{e}^{-t/(L/R)}$$

(你可能会问:若是内阻为零的理想电感将出现什么现象?这个问题将在给出了电感的数学定义式后进行讨论)。

注:必须假设当开关由A合向B时,能量的转换在瞬间发生。我们将看到,当电路发生断路的瞬间,感性电路中的电流趋于零,引起磁场的骤减,导致产生足够大的感应EMF,在电路的断开处引发电火花,使电路导通。

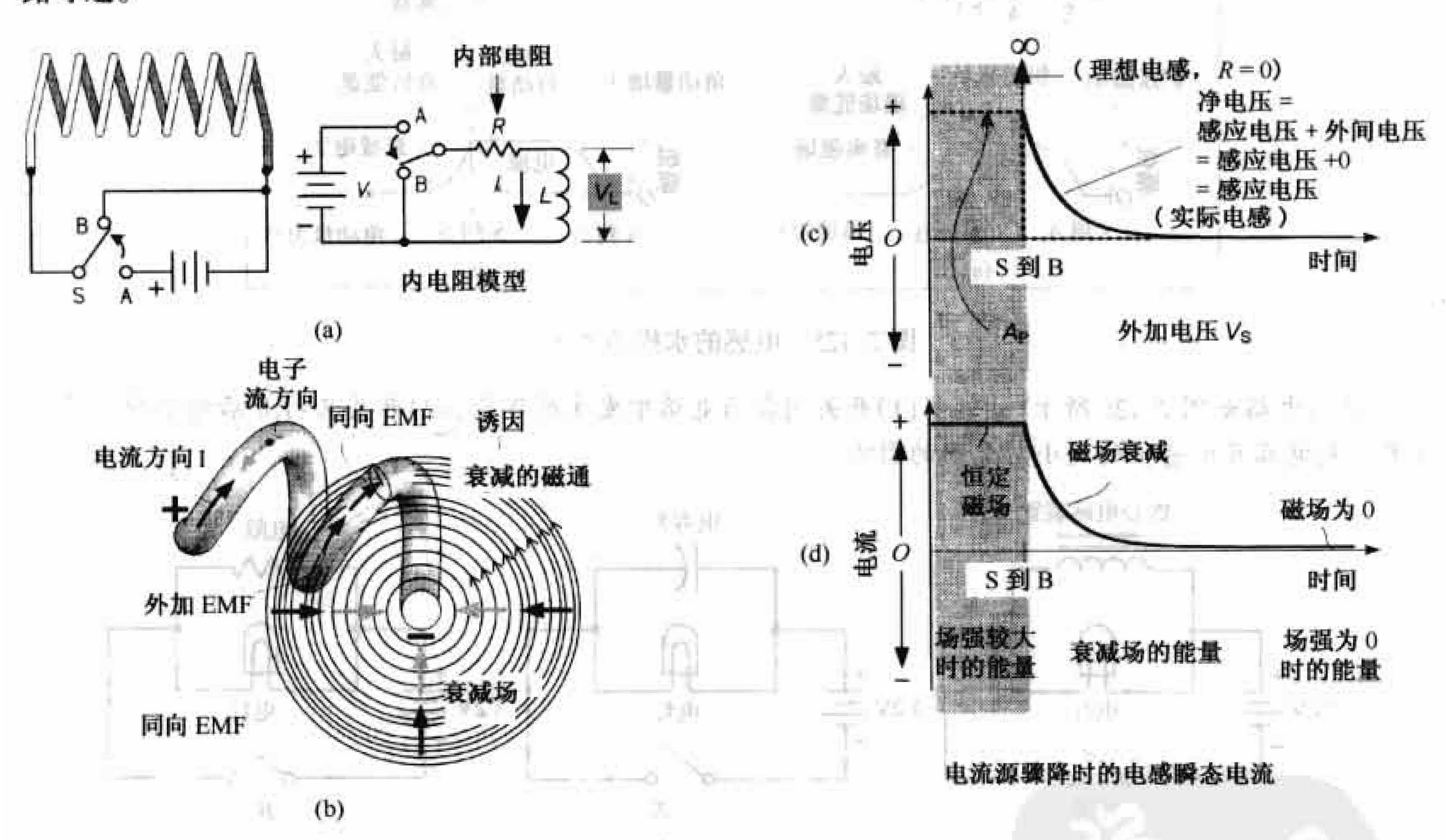


图2.124 电感的去磁过程

2.24.5 电感的水模拟系统

电路中的电感特性与机械系统中质量的惯性十分相似。例如,当电流增大或减小时,电感表现出的阻力特性类似于涡轮旋转速度增大或减小时其上质点的惯性作用。在下面的水模拟系统中,以上述质点的惯性运动为核心,应用水涡轮和调速轮组成的装置来描绘一个"水电感"。

首先考虑图2.125(a)所示的电感电路,当突然施加电压时,形成的磁场将产生一反向感应电压,产生对电流的阻力。随着磁场趋于稳定,磁场强度和磁场能量达最大值,反向感应电压很快消失,消失的速度与电感值的大小有关。移去电源电压,电感上的磁场骤降,同时产生同向感应电压力图维持电流的流动。随着磁场变为零,同向感应电压很快消失,消失的速度同样与电感值的大小有关。

在水模拟系统中,与涡轮相连的调速轮阻止任何水流的突变。假如突然施加水压,由于水涡轮和调速轮质量的关系,一开始会阻碍水流动。但是外部的水压力很快使涡轮叶片的机械运动加速。调速轮达到

一个稳定的角速度所需的时间取决于调速轮的质量,质量越大,所需时间就长(类似于电源电压突然增大时,电路的电感值越大,电流达到稳定值所需时间越长),当调速轮的角速度恒定以后,水电感的旋转动量和能量达最大值。这类似于当反向感应电压消失后,磁场强度和磁场能量将达最大值。若突然撤去外施压力,如图 2.125(b)所示,将涡轮的阀门置于 B-S 位置,则调速轮的角动量将维持水流流动,这类似于电感中的磁场骤降,将产生前向感应电压,维持电流流动。

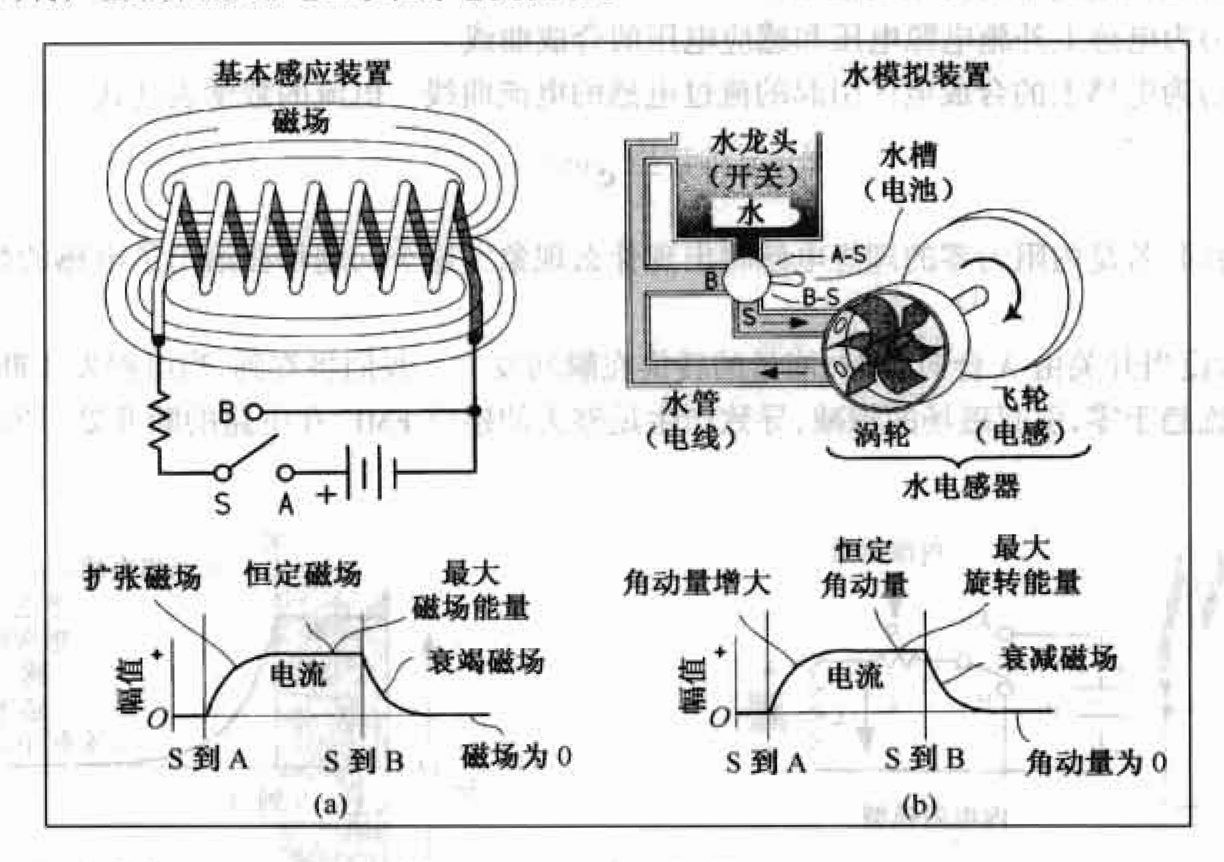


图 2.125　电感的水模拟系统

例 1: 电路如图 2.126 所示,试说明(1)开关闭合后电路中发生的现象,(2)开关又打开后电路中发生的现象,(3)电容及电感值的大小对电路的影响。

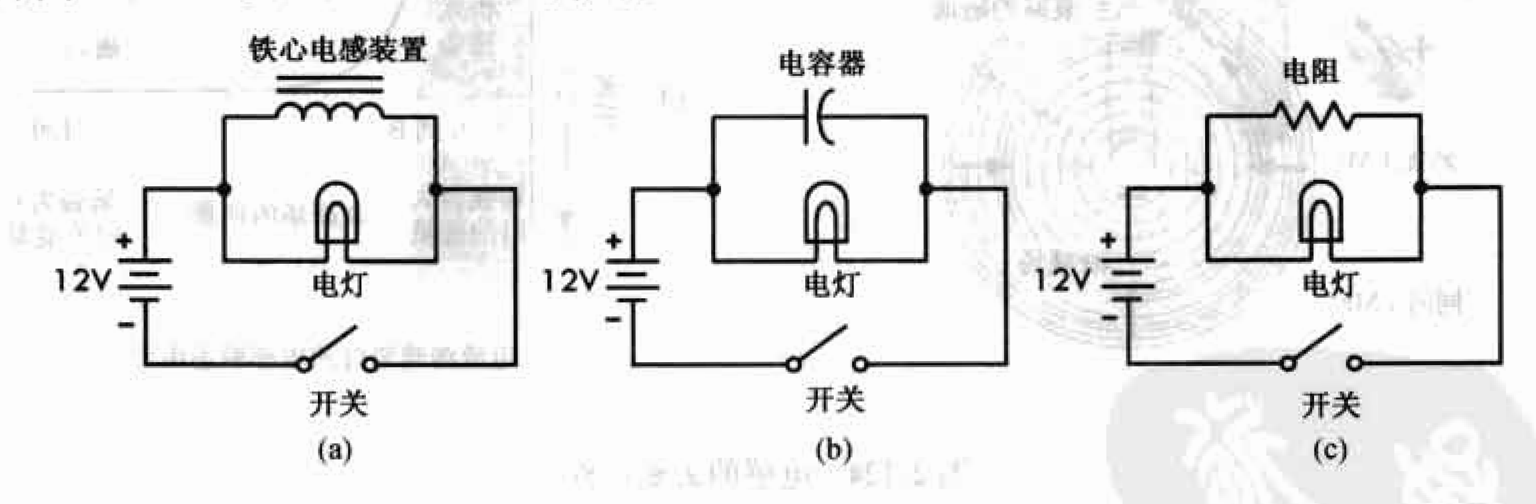


图 2.126　例 1 所示电路

解: 在图 2.126(a)中,当电感电路的开关闭合后,灯泡立即被点亮,但很快又会熄灭。这是因为在开关闭合的瞬间,电感对电流的阻抗很大,电流全部流经灯泡,随着电流趋于稳定(磁场不再增强),电感的阻抗很快消失,电感相当于短路,电流全部流过电感,所以灯泡熄灭(这里假设电感的直流内电阻足以防止电流过大,并假设该电阻比灯泡的内电阻小得多)。电感值越大,灯泡完全熄灭所需时间也越长。

在图 2.126(b)中,当电容电路的开关闭合后,将产生与电感电路相反的效应,即电灯由暗逐渐变至最亮。这是由于开关闭合时,在电源电压快速变化过程中,电容对电流的阻抗很小,但随着电容上电荷量的累积,电容的阻抗将趋于无穷大,相当于开路,因此全部电流都流经灯泡。电容值越大,灯泡完全点亮所需的时间也越长。

在图 2.126(c)中,当电阻电路的开关闭合时,自由电子在瞬间流过系统,除电路中存在的寄生电感和电容外,没有分立电感或电容引起的电流的时变效应。并联电阻越大,灯泡就越亮。

2.24.6 电感方程

我们已从概念上明确了感应电压(不论反向或同向感应电压)的幅值正比于电感电流的变化率或磁通量的变化率(参见图2.127),在数值上,感应电压和电流的关系可用下式表示:

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt} \quad \text{电感的电压 = 感应 EMF} \tag{2.50}$$

对上式两边积分,解出电流 I_L,有:

$$I_L = \frac{1}{L}\int V_L dt \quad \text{通过电感的电流} \tag{2.51}$$

式(2.50)中,比例系数 L 称为电感系数。电感系数的大小与电感的一些物理参数有关,如线圈的形状和匝数,磁心材料和结构。对于结构和材料都相同的两个线圈,匝数多的线圈的 L 值要比匝数少的线圈的 L 值大。另外,若电感的芯子是铁或铁氧体,其 L 值将随铁心磁导率的增大而增大(设电流低于磁心的磁饱和电流)。

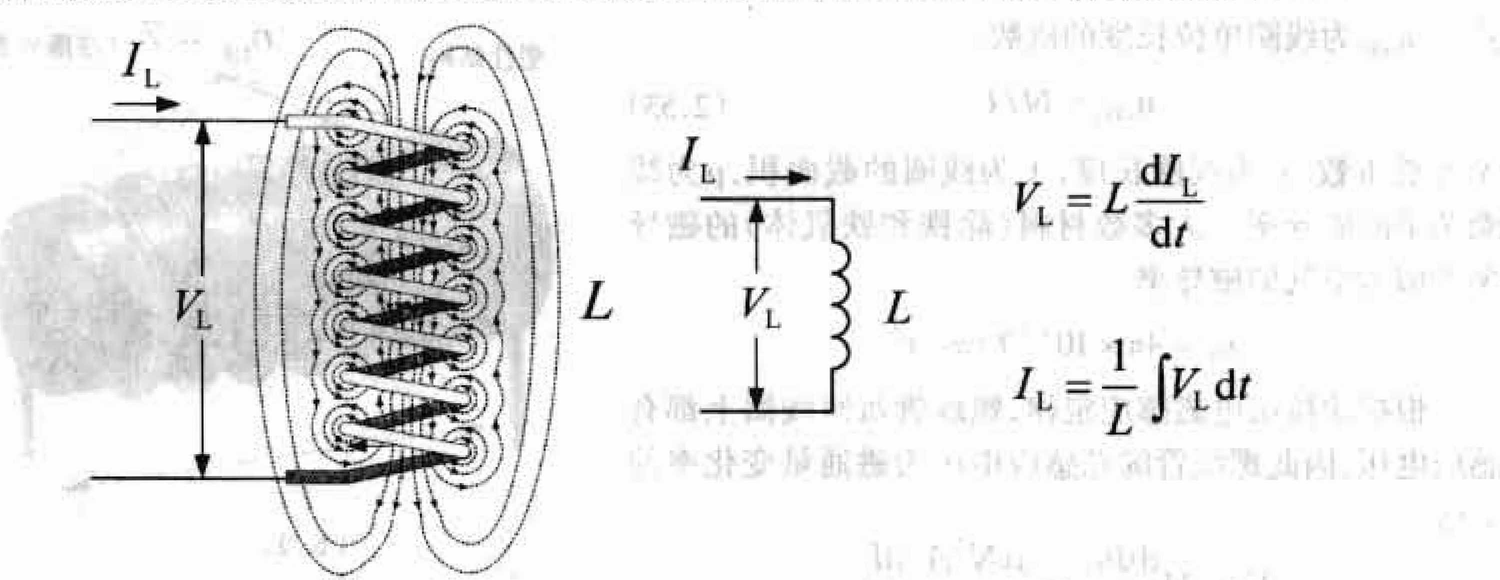


图2.127 理想电感两端测得的电压为感应电压或EMF,用 V_L 表示,当稳态直流电流流过电感时,电感上没有感应电压($V_L = 0$),电感近似于短路。从电感的电压、电流关系方程可以看出,若不考虑一个实际电感的内电阻和寄生电容,有时将会得出不切实际的结果

电感系数 L 的单位为亨利(H),1 H 等于电流变化率为 1 A/s 时 1 V 感应电压,即:

$$1\,\text{H} = \frac{1\,\text{V}}{1\,\text{A/s}} \quad \text{(1 亨的定义式)}$$

在电路中,电容器基本由制造商来制作,但自制电感器是很常见的。在介绍制作电感器之前,有必要了解一些商用电感器。表2.7中给出了电感系数的范围、磁心类型、电流及频率范围。

表2.7 商用电感器的典型特性

磁心类型	最小H	最大H	可调否	大电流?	限定频率
空心,自激	20 nH	1 mH	是	是	1 GHz
空心,一般	20 nH	100 mH	否	是	500 MHz
密绕线圈	100 nH	1 mH	是	否	500 MHz
铁氧环形磁头	10 mH	20 mH	否	否	500 MHz
RM 铁氧体磁心	20 mH	0.3 H	是	否	1 MHz
EC 或 ETD 铁氧体磁心	50 mH	1 H	否	是	1 MHz
铁	1 H	50 H	否	是	10 kHz

商用电感器典型的电感系数范围为 0.1 nH ~ 50 H,电感系数的常用单位表示方式如下:

纳亨(nH):$1\text{ nH} = 1\times10^{-9}\text{H} = 0.000\,000\,001\text{ H}$

微亨(uH)：$1\ \mu H = 1 \times 10^{-6} H = 0.000\ 001\ H$

毫亨(mH)：$1\ mH = 1 \times 10^{-3} H = 0.001\ H$

例 1：用更合适的单位重新表示 0.000034 H，1800 mH，0.003 mH，2000 μH，0.09 μH。

解：34 μH，1.8 H，3 μH，2 mH，90 nH。

电感也可根据基本的物理原理来定义。理论上，任意时刻的电感系数等于磁通链($N\Phi_M$)与电流的比值，即：

$$L = \frac{N\Phi_M}{I} \tag{2.52}$$

对图 1.128 所示的空心螺线管，当流过线圈的电流为 I，应用安培定律可计算出磁通量为：

$$\Phi_M = BA = \left(\frac{\mu_0 NI}{\ell}\right)A = \mu_0 A n_{unit} I$$

式中 n_{unit} 为线圈单位长度的匝数：

$$n_{unit} = N/\ell \tag{2.53}$$

N 为总匝数，ℓ 为线圈长度，A 为线圈的截面积，μ为线圈芯子的磁导率。大多数材料(除铁和铁氧体)的磁导率近似为空气的磁导率：

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\ T \cdot m/A^2$$

根据法拉第电磁感应定律，螺线管每匝线圈上都有感应电压，因此螺线管的总感应电压为磁通量变化率的 n 倍：

$$V_L = N\frac{d\Phi_M}{dt} = \frac{\mu N^2 A}{\ell}\frac{dI}{dt}$$

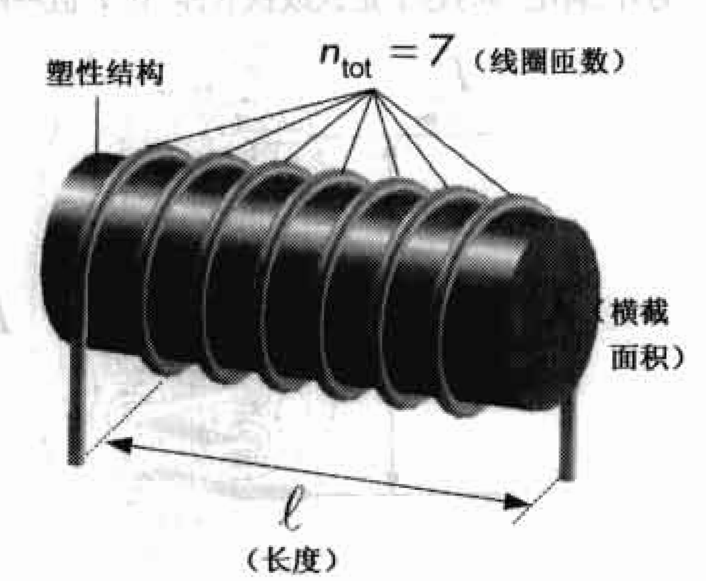


图 2.128　例 1 所示电路

上式 dI/dt 前面的系数称为螺线管的电感系数：

$$L_{sol} = \frac{\mu N^2 A}{\ell} \tag{2.54}$$

电感系数随线圈匝数的平方变化，若匝数增加 1 倍，则电感系数为原来的 4 倍。这一关系可以从等式中直接得出，但却常常被人忽视。例如：要使线圈电感系数增加 1 倍，则匝数不能增加 1 倍，而是增加线圈原匝数的$\sqrt{2}$倍(或 1.414)或 40%。

例 2：在一空心塑料筒上缠绕 1000 匝导线制成一圆柱线圈，长为 10 cm，半径为 0.5 cm，求线圈的电感系数。

解：$L = \mu_0 A\ell N^2 = \mu_0(\pi r^2)\ell N^2 (4\pi \times 10^{-7} T \cdot m/A)[\pi(0.005\ m^2)](0.1\ m)(1 \times 10^4\ m^{-1})^2 = 1 \times 10^{-3} H = 1\ mH$

图 2.129 给出了空心电感、多层和螺旋式电感的电感系数计算公式，注意公式的解答不是以标准单位形式给出的，而是以微亨为单位。

例 3：将导线绕在直径为 0.5 in 的塑料筒上制成电感，设线圈匝数为 38，每英尺 22 匝线圈，求线圈的电感系数。

解：首先，线圈的总长度为：

$$\ell = \frac{N}{n_{unit}} = \frac{38\ 匝}{22\ 匝/in} = 1.73\ in$$

然后利用图 2.129 给出的空心电感的计算公式，注意计算结果的单位为μH，得：

$$L(\mu\text{H})=\frac{d^2N^2}{18d+40\ell}=\frac{(0.50)^2\times(38)^2}{18(0.50)+40(1.73)}=\frac{361}{78}=4.62\ \mu\text{H}$$

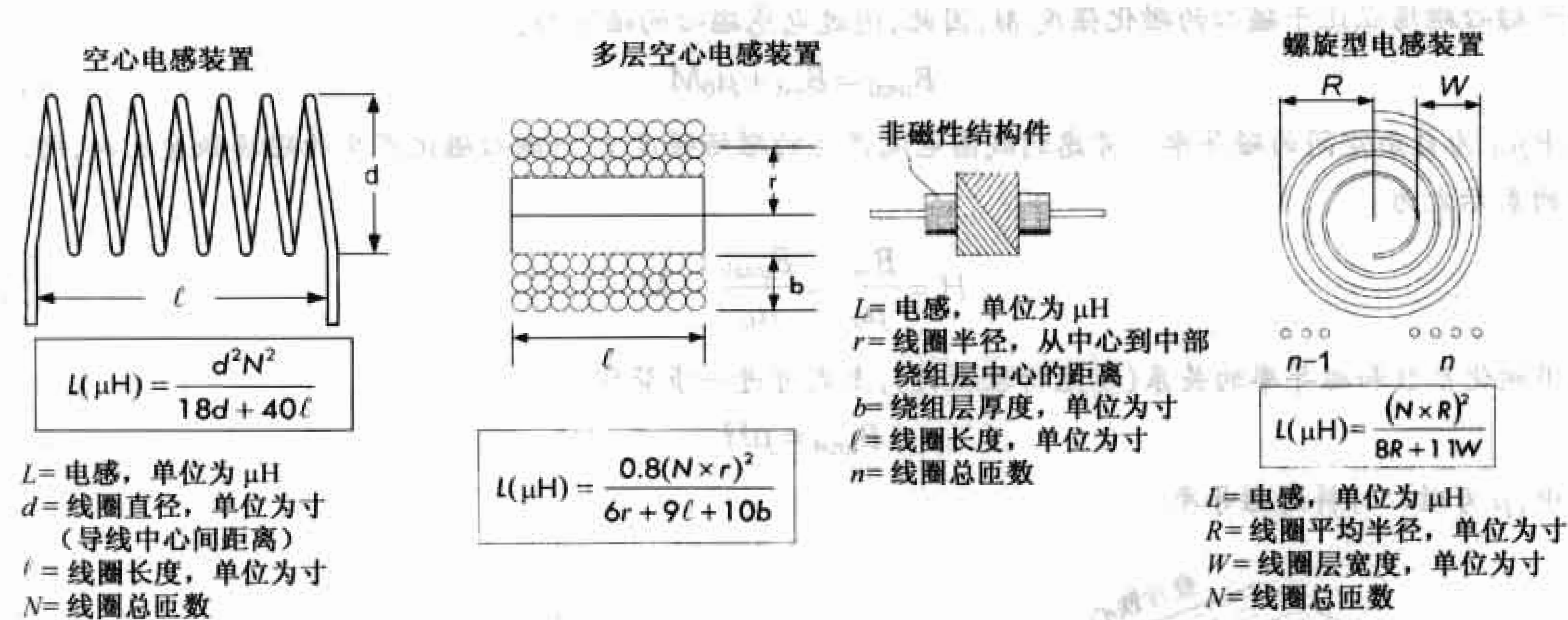


图 2.129 实际空心电感的计算公式

例 4：试设计一电感系数为 8 μH 的螺线管电感，要求线圈直径为 1 in，长为 0.75 in。

解：从上例方程中解出匝数 N：

$$N=\sqrt{\frac{L(18d+40\ell)}{d^2}}=\sqrt{\frac{8\times(18\times(1)+40\times(0.75))}{1^2}}=19.6\ \text{匝}$$

实际使用时，选取线圈匝数为 20 匝即可满足要求。由于线圈总长度为 0.75 in，则每英尺的线圈匝数为 19.6/0.75 = 26.1。可以选用 A # 17 号瓷釉导线或再小号的导线。实际制作时，先按要求的匝数绕成线圈，再调整线匝间的空间间隙，使线匝在 0.75in 长的线圈上均匀分布。

因特网上有许多免费的基于网络的电感计算软件。其中有些非常好用，只要输入电感系数、线圈直径和长度值，便会提供所要求的匝数值、线圈层数、导线的直流电阻值和所用导线的规格，等等。如果能搜索到这类计算软件，可免去计算和选择导线直径等参数的繁琐工作。

2.24.7 电感器的能量

一个理想电感器与理想电容器一样不消耗能量，而是将能量存储在磁场中，过后当磁场减小时又将能量释放回电路中。利用功率定理 $P = IV$，结合功率的定义式 $P = \mathrm{d}W/\mathrm{d}t$ 和电感方程 $V = L\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$，并用电感的储能 E_L 替代 W，可求得：

$$E_L=\int P\mathrm{d}t=\int IV\mathrm{d}t=\int IL\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t=\int LI\mathrm{d}t=\frac{1}{2}LI^2 \tag{2.55}$$

式中，E_L 为能量，单位为 J(焦耳)，I 为电流，单位为 A(安培)，L 为电感，单位为 H(亨)。需要注意的是，在一个实际电感中，有一小部分能量被电感器的内电阻以热量的形式损耗了。

2.24.8 电感器的芯子

为了节省空间和材料，电感线圈常常绕在磁性材料上，如叠片式铁心或专门浇铸的铁粉或铁氧体的混合材料(铁的氧化物和镁、锌、镍及其他材料的混合物)。磁性芯子可使线圈磁通密度增大，即电感系数增大。如果把磁心做成如图 2.130 所示的饼状时，磁通和电感系数将进一步增大。

磁性芯子有这样大的影响是由于当电流流过外部线圈时，磁心内部发生磁化的原因。当电流流入线圈时，线圈中心建立起一相对较弱的磁场，这一外部磁场使得磁心内部的磁偶极子重新排列(参见

图 2.112)。这种重新排列是使磁偶极子在瞬间朝同一方向旋转。随着通过线圈的电流增大,沿同一方向排列的偶极子数也增多,使磁心本身产生一磁场。这时的总磁场为线圈的外部磁场和磁心磁场的叠加。由于磁心磁场正比于磁心的磁化强度 M,因此,通过电感磁心的磁场为:

$$B_{\text{total}} = B_{\text{ext}} + \mu_0 M \tag{1}$$

式中 μ_0 为自由空间的磁导率。考虑到线圈电流产生的磁场强度 H 与磁心磁化产生的磁场强度反向,所以 H 的表示式为:

$$H = \frac{B_{\text{ext}}}{\mu_0} = \frac{B_{\text{total}}}{\mu_0} - M \tag{2}$$

利用磁化系数和磁导率的关系(参见物理教材),上式可进一步简化为:

$$B_{\text{total}} = \mu H \tag{3}$$

式中,μ 为磁心材料的磁导率。

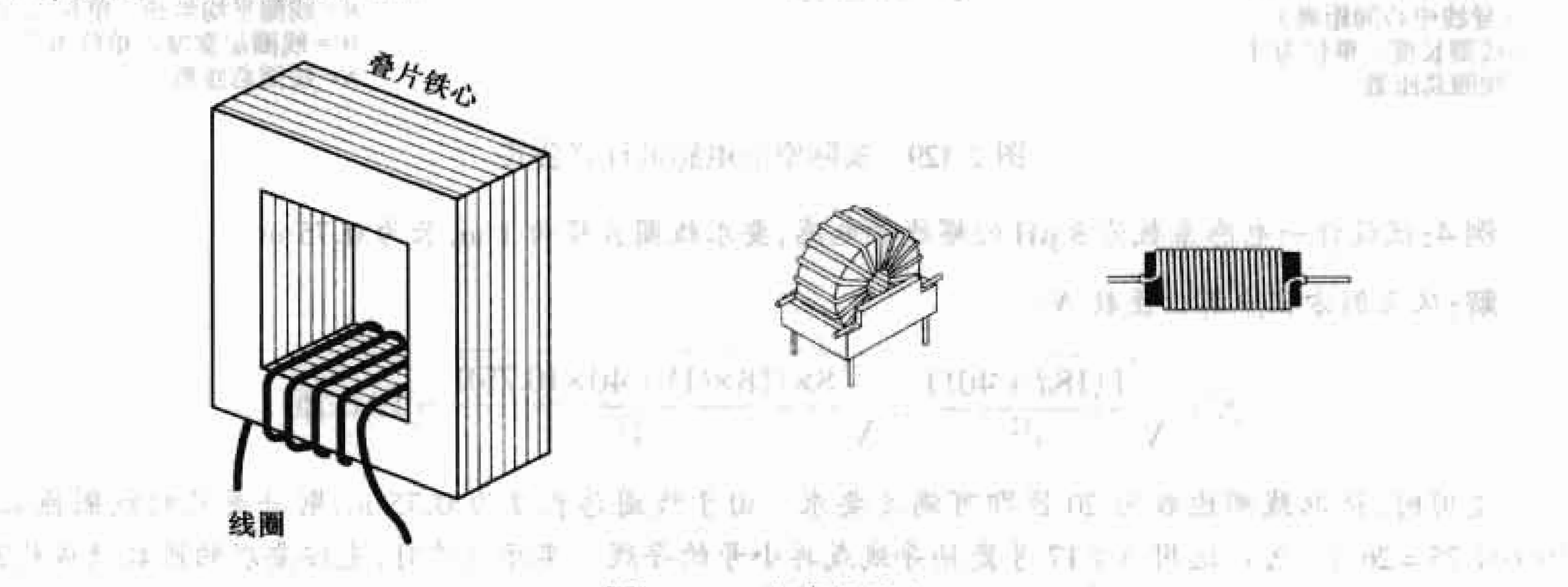


图 2.130 电感的磁心

磁心线圈产生的磁通密度与空心线圈产生的磁通密度的比值,称为磁心材料的相对磁导率:$\mu_R = \mu/\mu_0$。例如,一空心线圈产生磁通密度为每平方英尺 50,插入铁心后产生的磁通密度为每平方英尺 40 000。则磁通密度的比值或相对磁导率为 40 000/50 = 800。表 2.8 列出了一些常用的高磁导率材料的磁导率。

表 2.8 一些常用的高磁导率材料的磁导率

材　料	最大磁导率的近似值(H/m)	相对磁导率的近似值	应 用 场 合
空气	1.257×10^{-6}	1	RF
铁酸盐 U60	1.00×10^{-5}	8	UHF 扼流圈
铁酸盐 M33	9.42×10^{-4}	750	谐振电路
铁酸盐 N41	3.77×10^{-3}	3000	供电电路
铁(纯度 99.8%)	6.28×10^{-3}	5000	
铁酸盐 T38	1.26×10^{-2}	10 000	多频变压器
45 坡莫合金	3.14×10^{-2}	25 000	
硅 60 钢	5.03×10^{-2}	40 000	动态,变压器
78 坡莫合金	0.126	100 000	
超透磁合金	1.26	1 000 000	录音磁头

磁心线圈的问题

若磁心材料是导体(如钢),则当施加的磁场变化时,磁心材料中会产生涡流现象。如图 2.131(a)所示,当流过外部线圈的电流增大时,通过磁心的磁通发生变化,在磁心材料中感应出一环路电流。磁心材

料中感应的涡流表现为电阻的热损耗，在某些应用场合，涡流损耗是很不利的（如电力变压器）。在低阻抗率的材料中，涡流损耗往往较大。

为了避免涡流，可以将涂有绝缘清漆或虫胶漆的薄导体片叠在一起构成导体芯子（如钢），如图2.131(b)所示，钢质磁心中虽然仍有感应的涡流，但是由于绝缘钢片的面积狭窄，因此磁通变化引起的涡流也受到了限制。

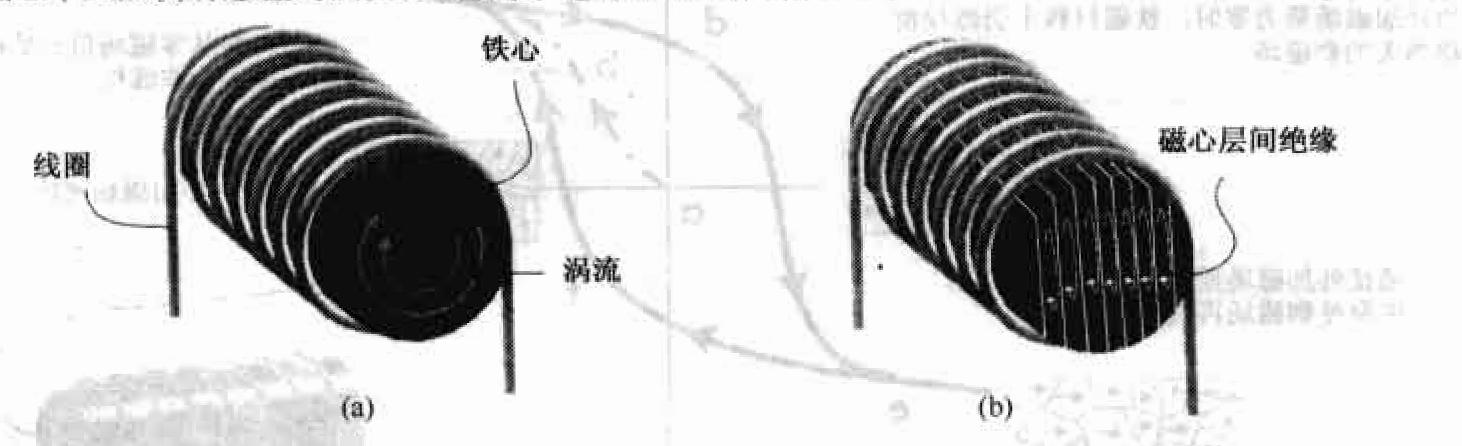


图2.131 (a)磁心中形成较大的涡流；(b)在叠片磁心内涡流减弱

与钢相比，铁氧体材料的电阻率很大（锰－锌铁氧体为10～1000 Ω·cm，镍－锌铁氧体为10^5～10^7 Ω·cm），因而其内的涡流损耗相对较小，这也是它们被用于高频场合的主要原因。铁粉及其绝缘混合物构成的磁心也可以减小涡流，这是因为涡流路径受到微粒大小的限制。

使用铁质材料的另一难点是其磁导率随着磁场强度的变化而变化，即随着线圈中电流的变化而变化，也随温度的变化而变化。事实上，当磁场强度足够大时，铁心将饱和，其相对磁导率将降低到约等于1。而且，铁心中的磁场与线圈电流变化的整个过程都相关，这一剩磁特性是永磁体的基本特性，但在电感中，剩磁造成了额外损耗，称为磁滞损耗（参见图2.132）。

为避免由于磁滞效应而引起的损耗，必须使磁心式电感器工作在非饱和状态。通过降低电感的工作电流、使用较大的磁心、改变线圈匝数、使用低磁导率的磁心或使用具有空气隙的磁心都可以使电感工作在非饱和状态。

当涡流和磁滞损耗较大时，电感的特性更像一个电阻。另外，由于电感线圈存在匝间导体电容，因此，在有些情况下，一个电感的作用又相当于一个电容器（这一点将在后面讨论）。

表2.9为各种内心式电感的比较。

表2.9 各种内心式电感器的比较

空心	相对磁导率为1。由于空气不会达到饱和，所以电感系数与电流无关，其值很小。可工作在高频电路中（如：RF～1 GHz）
铁心	磁导率比空心大1000倍以上。但由于铁心的饱和作用，其电感值与电流密切相关。使其主要应用于电力设备中。由于铁心的高导电率，其涡流和涡流损耗很大。通过把涂有清漆或虫胶漆的相互绝缘的薄片叠制成铁心可以减小涡流损耗。另外，铁心还有磁滞引起的损耗。当交流电的频率升高时，铁心的涡流损耗和磁滞损耗将快速增大，这使铁心只能用于输电频率至15 000 Hz的射频。叠片式铁心不能应用于射频
铁粉心	由混有黏合剂或绝缘材料的铁粉制成。由于铁粉之间相互绝缘，因此可以大大减小涡流。由于含有绝缘材料，其磁导率比铁心要小。铁粉中放入金属小块可以制成可调式电感，被用于射频至VH频率范围。生产厂家会提供多种可替换的铁心材料或混合物，使其达到合适的磁导率，在期望的频率范围内工作。环状磁心被认为具有自屏蔽功能。制造商会给出环形磁心的电感指数A_L。对于铁粉环形磁心，A_L是磁心上单层线圈每100匝的μH值。其计算公式参见图2.133，例5和例6说明了铁粉环形磁心电感的电感系数的计算方法
铁氧体	镍－锌合成的铁氧体具有较低的磁导率，锰－锌合成的铁氧体的磁导率则较大，这类磁心的磁导率范围为20～10 000以上，常可用于RF扼流圈及宽带变压器。由于铁氧体是不导电的，没有涡流，所以被人们经常使用。与铁粉环形磁心一样，厂商也会给出铁氧体环的A_L值。该A_L为每1000匝的mH值，其计算公式参见图2.133。例7和例8说明了铁氧体环形电感的电感系数的计算方法

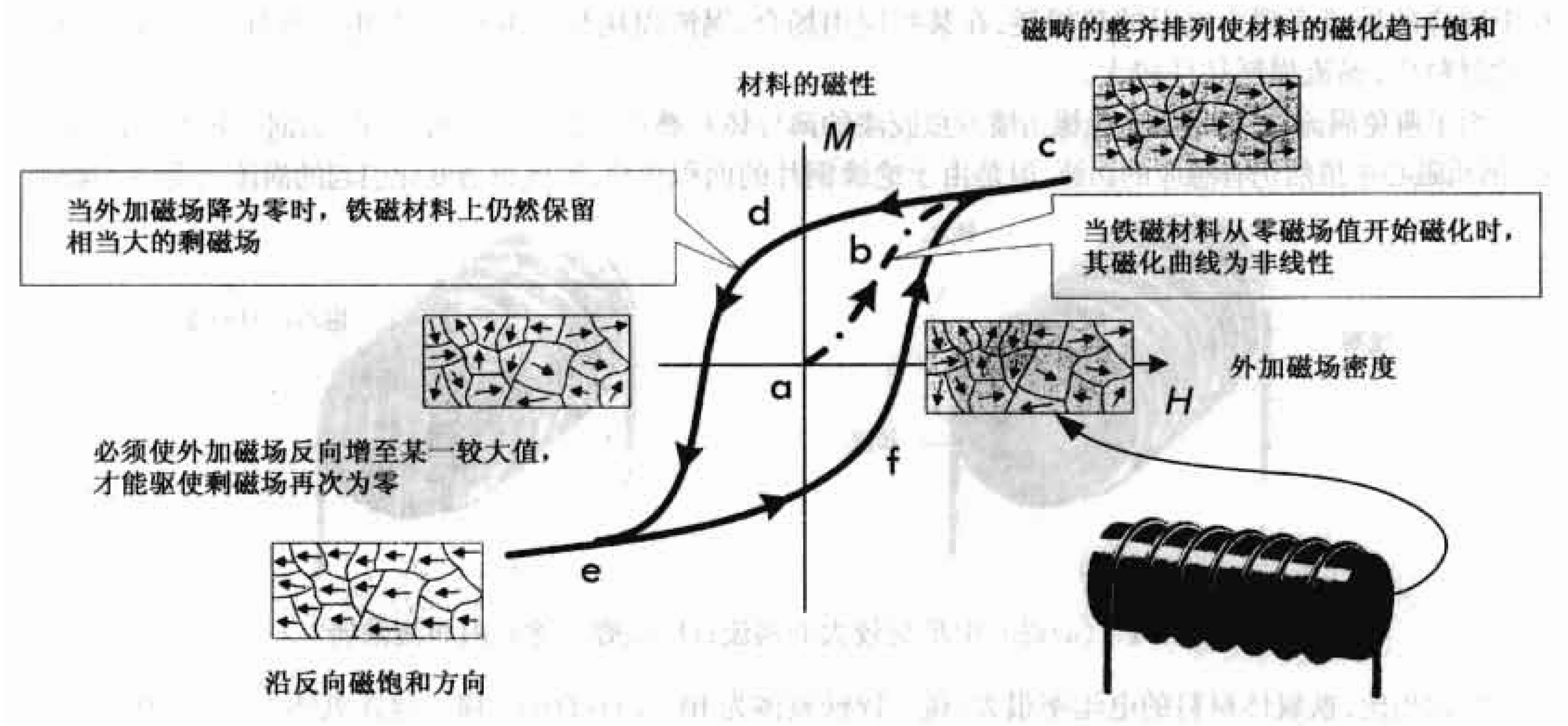


图 2.132　磁滞回线表明磁心材料的磁化为不可逆过程。在 a 点，线圈中没有电流流过。当线圈电流以及电流产生的外磁场或磁化力 H 沿着 a-b-c 路径增大时，引起磁心内磁偶极子(位于磁畴内)按正比例旋转。当 H 值接近 c 点处时，磁心达到饱和，即 H 的增大并不能使磁化强度或磁偶极子密度 M 相应增大，这是由于磁畴内的磁偶极子排列几乎都平行于磁场 H。磁心的饱和引起磁导率迅速减小。不同的磁心材料，其饱和点是不同的。随着 H 的减小，磁化强度 M 不是沿原路径返回，而是沿着路径 c-d-e 变化。需要注意的是，当 $H=0$ 时，磁心材料保留有剩磁，实质上，此时的磁心已成为永磁体。术语"记忆性"被用来描绘这种效应，同时它也揭示了由于磁滞而造成的另一部分损耗。为使磁心去磁，必须施加一反向作用力来克服磁心保留的剩磁。也就是说，H 必须呈反向的负值，使磁畴方向返回到无序状态。在 e 点处，磁心再次达到饱和，但此时磁畴内的磁偶极子指向相反方向，为了再次达到反向饱沿路径 e-f-c 施加 H。空气及其他非磁性材料不存在磁饱和点，它们的磁导率始终为 1，如黄铜和铝就不具有磁滞效应和磁滞损耗

例 5: 在电感指数为 20 的环形铁粉磁心上绕有 100 匝线圈的电感，求电感系数。

解: 为了求解这个问题必须参阅厂家提供的数据表，但本例应用图 2.133 表中的 T-12-2 型材料，应用图 2.133 所提供的铁粉环形磁心的计算公式，代入 $N=100$ 和 T-12-2 的 $A_L=20$，得

$$L(\mu\mathrm{H})=\frac{A_L\times N^2}{10\,000}=\frac{20\times100^2}{10\,000}=200\ \mu\mathrm{H}$$

例 6: 一个电感系数为 19.0 μH 线圈，其环形铁粉磁心的电感指数为 36，求其线圈匝数：

解: 由

$$N=100\times\sqrt{\frac{\text{期望的电感 } L(\mu\mathrm{H})}{\text{每 100 匝的电感指数 } A_L(\mu\mathrm{H})}}=100\times\sqrt{\frac{19.0}{36}}=72.6\ \text{匝}$$

例 7: 一铁氧体环形磁心的线圈，匝数为 50，电感指数为 68，求线圈的电感系数？

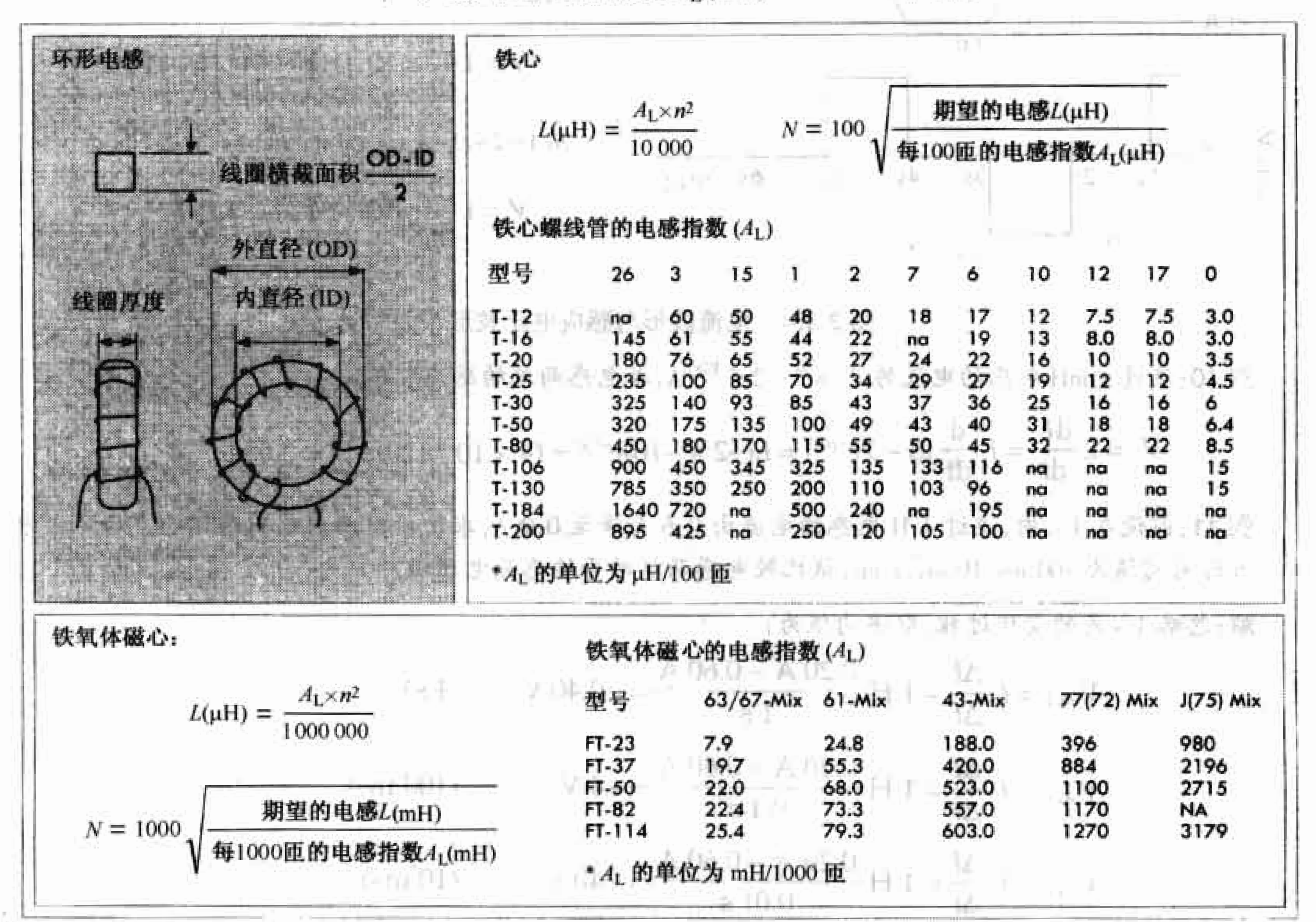
解: 为了求解这个问题必须参阅厂家提供的数据表，但本例应用图 2.133 表中的 FT-50 的 61-Mix，并根据图 2.133 所列铁氧体环形磁心的计算公式，将 FT-50-61 的 $A_L=68$ 及 $N=50$ 代入得：

$$L(\mu\mathrm{H})=\frac{A_L\times N^2}{1\,000\,000}=\frac{68\times50^2}{1\,000\,000}=0.17\ \mu\mathrm{H}$$

例 8:一个铁氧体环形磁心线圈的电感系数为 2.2 mH,电感指数为 188,求线圈的匝数。

解:由

$$N = 1000 \times \sqrt{\frac{\text{期望的电感 } L(\text{mH})}{\text{每 100 匝的电感指数 } A_L(\text{mH})}} = 1000 \times \sqrt{\frac{2.2}{188}} = 108 \text{ 匝}$$



铁心螺线管的电感指数 (A_L)

型号	26	3	15	1	2	7	6	10	12	17	0
T-12	na	60	50	48	20	18	17	12	7.5	7.5	3.0
T-16	145	61	55	44	22	na	19	13	8.0	8.0	3.0
T-20	180	76	65	52	27	24	22	16	10	10	3.5
T-25	235	100	85	70	34	29	27	19	12	12	4.5
T-30	325	140	93	85	43	37	36	25	16	16	6
T-50	320	175	135	100	49	43	40	31	18	18	6.4
T-80	450	180	170	115	55	50	45	32	22	22	8.5
T-106	900	450	345	325	135	133	116	na	na	na	15
T-130	785	350	250	200	110	103	96	na	na	na	15
T-184	1640	720	na	500	240	na	195	na	na	na	na
T-200	895	425	na	250	120	105	100	na	na	na	na

*A_L 的单位为 μH/100 匝

铁氧体磁心的电感指数 (A_L)

型号	63/67-Mix	61-Mix	43-Mix	77(72) Mix	J(75) Mix
FT-23	7.9	24.8	188.0	396	980
FT-37	19.7	55.3	420.0	884	2196
FT-50	22.0	68.0	523.0	1100	2715
FT-82	22.4	73.3	557.0	1170	NA
FT-114	25.4	79.3	603.0	1270	3179

*A_L 的单位为 mH/1000 匝

图 2.133 例 8 所示电路

2.24.9 对电感公式的理解

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt}$$

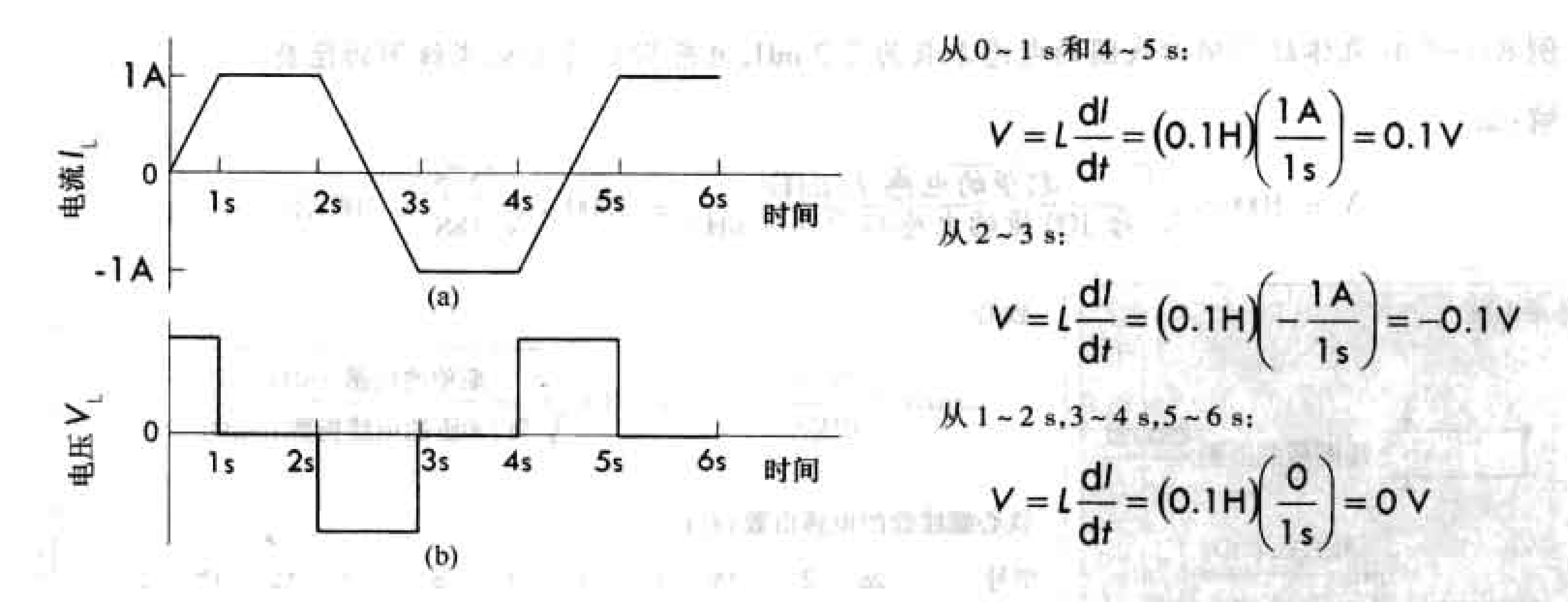
上式是已经求出的关于电感的公式,反映了电感的一些特殊的性质。首先考虑 dI_L/dt,它表示通过电感的电流对时间的变化率。若电感的电流不变,则电感两端就没有电压。例如,假设在一段时间内,流过电感的电流是直流,则 $dI_L/dt = 0$, V_L 也为 0。因此,在直流条件下,电感相当于短路,可看做是一段导线。

但若电流 I_L 随时间变化(增大或减小),dI_L/dt 不为 0,则电感两端就会出现感应电压。例如,假设电流波形如图 2.134 所示。在 0 ~ 1 s 这段时间内,电流的变化率为 $dI_L/dt = 1$ A/s,为曲线斜率。若电感系数 $L = 0.1$ H,则这段时间的感应电压为(1 A/s)(0.1 H) = 0.1 V,在 1 ~ 2 s 时间内,电流恒定,$dI_L/dt = 0$,因此,感应电压为 0。在 2 ~ 3 s 时间内,$dI_L/dt = -1$ A/s,则感应电压为(−1 A/s)(0.1 H) = −0.1 V。感应电压波形如图 2.134(b)所示。

例 9:若流过 1 mH 电感的电流函数为 2*t* A,求电感两端的感应电压。

解:

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt} = (1\times10^{-3}\text{H})\frac{d}{dt}2t = (1\times10^{-3}\text{ H})\left(2\frac{V}{s}\right) = 2\times10^{-3}\text{ V} = 2\text{ mV}$$



从 0～1 s 和 4～5 s:

$$V = L\frac{dI}{dt} = (0.1\text{H})\left(\frac{1\text{A}}{1\text{s}}\right) = 0.1\text{V}$$

从 2～3 s:

$$V = L\frac{dI}{dt} = (0.1\text{H})\left(-\frac{1\text{A}}{1\text{s}}\right) = -0.1\text{V}$$

从 1～2 s,3～4 s,5～6 s:

$$V = L\frac{dI}{dt} = (0.1\text{H})\left(\frac{0}{1\text{s}}\right) = 0\text{V}$$

图 2.134　电流波形与感应电压波形

例 10:流过 4 mH 电感的电流为 $I_L = 3 - 2e^{-10t}$ A,求电感两端的感应电压。

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt} = L\frac{d}{dt}[3 - 2e^{-10t}] = L(-2\times-10)e^{-10t} = (4\times10^{-3})(20)e^{-10t} = 0.08e^{-10t}\text{ V}$$

例 11:假设在 1 s 内,流过 1 H 电感的电流由 0.6 A 降至 0.2 A,求这段时间内电感两端的平均感应电压。若时间间隔为 100 ms、10 ms、1 ms,试比较电感两端的平均感应电压值。

解:忽略 1 s 内的变化过程,取平均值为:

$$V_{AVE} = L\frac{\Delta I}{\Delta t} = 1\text{ H}\,\frac{0.20\text{ A} - 0.60\text{ A}}{1\text{ s}} = -0.40\text{ V}\qquad(1\text{ s})$$

$$V_{AVE} = L\frac{\Delta I}{\Delta t} = 1\text{ H}\,\frac{0.20\text{ A} - 0.60\text{ A}}{0.1\text{ s}} = -4\text{ V}\qquad(100\text{ ms})$$

$$V_{AVE} = L\frac{\Delta I}{\Delta t} = 1\text{ H}\,\frac{0.20\text{ A} - 0.60\text{ A}}{0.01\text{ s}} = -40\text{ V}\qquad(10\text{ ms})$$

$$V_{AVE} = L\frac{\Delta I}{\Delta t} = 1\text{ H}\,\frac{0.20\text{ A} - 0.60\text{ A}}{0.001\text{ s}} = -400\text{ V}\qquad(1\text{ ms})$$

$$V_{AVE} = L\frac{\Delta I}{\Delta t} = 1\text{ H}\,\frac{0.20\text{ A} - 0.60\text{ A}}{0\text{ s}} = -\infty$$

从例 11 可以看出,当流过电感的电流变化率很大时,感应电压很高,当电流在瞬间变化,则电感方程得出感应电压将趋于无穷大,这可能吗?

这一难题可以通过下面的例子来回答和解释。设一理想电感与 10 V 电源及一开关相连,如图 2.135(a)所示。在开关闭合的瞬间,根据电感方程,dI/dt 将趋于无穷大(假设电源、导线及线圈都是理想的),这意味着感应电压的上升正比于电源电压,电路中将没有电流。也就是说,反向电压应为无穷大,参见图 2.135(b)。同样,若开关打开,如图 2.135(c)所示,将产生一个无穷大的同向电压。这个问题的答案很微妙,但却很重要。事实上,在现实世界中是不可能出现无穷大值的,因为一个实际电感总是存在内阻及内部电容,同样,一个实际电路中也会有内阻和内部电容。图 2.135(d)为一个实际电感的模型,它含有内阻及电容。正是这些"不完美"的存在解释了为何不可能观察到电感方程预示的无穷大值。

从上例可见,忽略内阻就会造成概念上的麻烦,那为什么在电感方程中不直接含有一个内阻项呢?事实上当考虑如图 2.135 所示的简单电路时,应该考虑内阻部分。但重要的是,定义电感系数为一个独立的量,其值只与磁场能量的变化相关,而不是与线圈电阻的热损耗或磁心损耗或线圈中的电容分布相联系。结果证明,当分析更复杂的电路时,如 RL 和 RLC 电路,电路中分散的电阻防止了电感方程的奇异解。在较精确的电路中,则必须知道电感的内阻。可用一理想电感和电阻 R_{DC} 的串联表示实际电感。其中 R_{DC} 称

为电感的直流电阻。在更为精确的模型中将包含并联电容(内回路电容)和并联电阻(表示磁心损耗的电阻),该模型在高频电路中是很重要的。

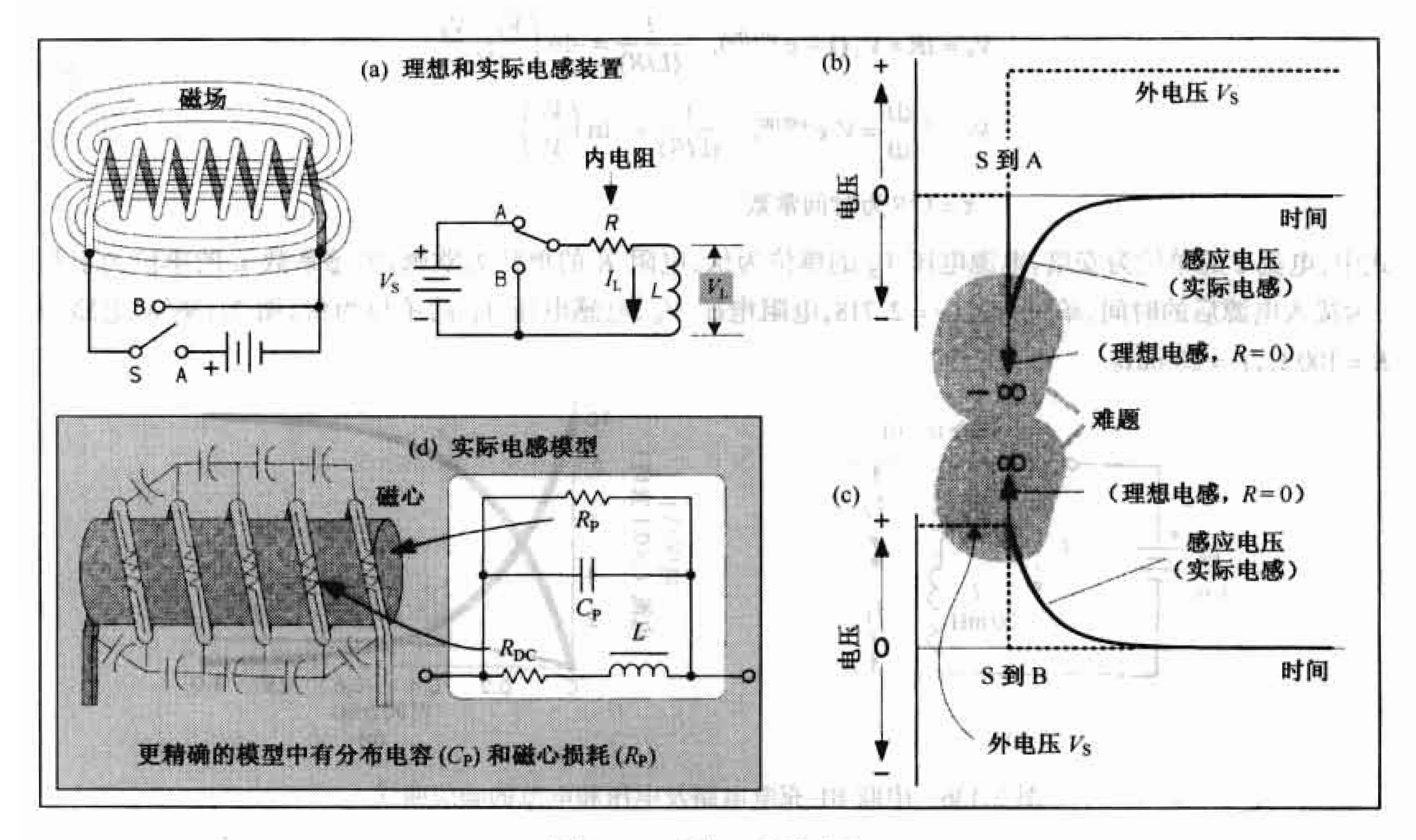


图 2.135 例 11 所示电路

需要注意的是,尽管我们已经假设在电感中存在内阻,但在瞬态时,感应电压仍然可能达很高的数值。例如,切断感性电路时形成的高电压会引起电弧和其他需要特殊处理的问题。

例 12:假设在 10 ms 时间内,电感系数为 1 H 的理想电感上所接的电压由 5 V 线性变化到 10 V,求这段时间内流过电感的总电流。

解:电压的线性数学表达式为:

$$V(t) = mt + b$$

其中 m 为斜率(电压随时间的变化率),b 为 y 轴的截距,假设 $t = 0$ s 时为 5 V,则电压为:

$$V(t) = \left(\frac{10\text{ V} - 5\text{ V}}{0.01\text{ s} - 0\text{ s}}\right)t + 5\text{ V} = \left(500\frac{\text{V}}{\text{s}}\right)t + 5\text{ V}$$

将上式电压代入式(2.51)电感的积分表达式中:

$$I_L = \frac{1}{L}\int_{0_s}^{0.01_s}[(500\text{vs})t + 5\text{ V}]\text{d}t = 500\frac{\text{V}}{\text{Hs}}\int_{0_s}^{0.01_s}t\text{d}t + 5\frac{\text{V}}{\text{H}}\int_{0_s}^{0.01_s}\text{d}t = 250\frac{\text{V}}{\text{Hs}}t^2\Big|_{0_s}^{0.01_s} + 5\frac{\text{V}}{\text{H}}t\Big|_{0_s}^{0.01_s}$$

$$= 2.55\text{A}$$

2.24.10 LR 充电电路

当电阻与电感串联时,电阻控制着输入电感磁场中的能量的变化速率,当磁场减小时,电阻也控制着能量释放回电路的速率。分析图 2.136 所示的由直流电源、开关组成的 RL 电路,设开关闭合瞬间为 $t = 0$,充电响应为图 2.136 所示的电压和电流响应曲线,相应的表达式如下所示。

R_L 充电电路的电流及电压公式为:

$$I=\frac{V_S}{R}(1-e^{-t/(L/R)}),\quad \frac{t}{(L/R)}=-\ln\left(\frac{I-V_S/R}{V_S}\right)$$

$$V_R=IR=V_S(1-e^{-t/(L/R)}),\quad \frac{t}{(L/R)}=-\ln\left(\frac{V_R-V_S}{V_S}\right) \tag{2.55a}$$

$$V_L=L\frac{dI}{dt}=V_Se^{-t/(L/R)},\quad \frac{t}{(L/R)}=-\ln\left(\frac{V_L}{V_S}\right)$$

$\tau=L/R$ 为时间常数

式中,电流 I 的单位为安培,电源电压 V_S 的单位为伏,电阻 R 的单位为欧姆,电感系数 L 的单位为亨利,t 为接入电源后的时间,单位为秒,e = 2.718,电阻电压 V_R、电感电压 V_L 的单位为伏,图 2.136(a)电路中:R = 100 Ω,L = 20 mH。

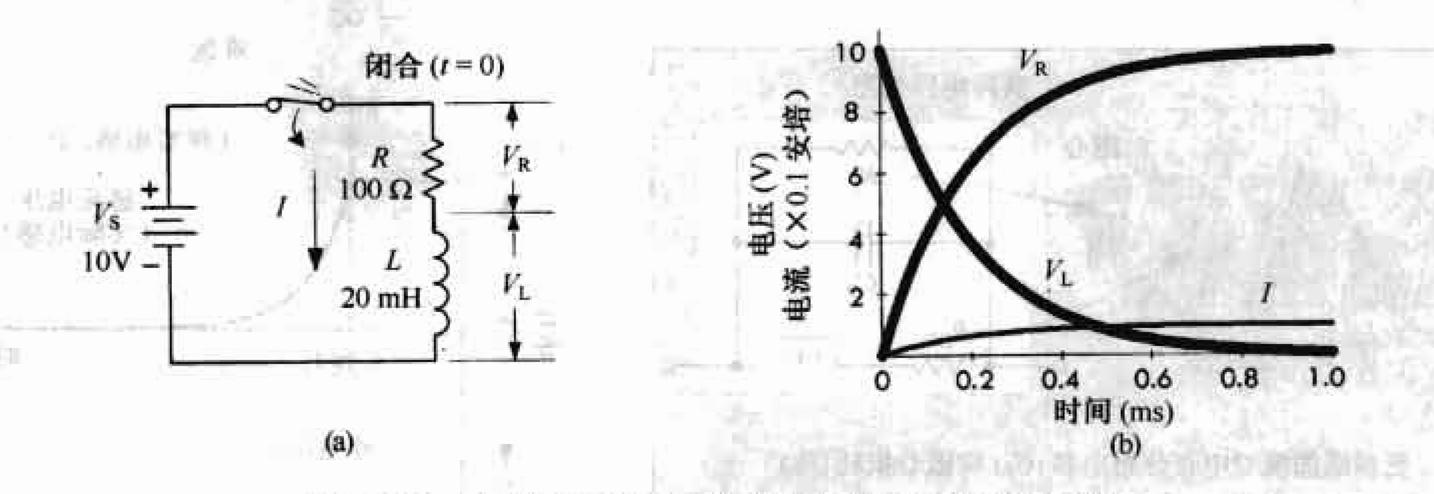


图 2.136 串联 RL 充电电路及电压和电流的响应曲线

应用基尔霍夫定律,对闭合回路的电压求和,可得 RL 电路的充电响应表达式:

$$V_S=IR+L\frac{dI}{dt}$$

将上式化为标准形式:

$$\frac{dI}{dt}+\frac{R}{L}I=\frac{V}{L}$$

求解以上线性一阶非齐次微分方程,且初始条件为开关闭合前的电流 $I(0)=0$,则解得电流:

$$I=\frac{V_S}{R}(1-e^{-t/(L/R)})$$

将 I 代入欧姆定律,得电阻电压:

$$V_R=IR=V_S(1-e^{-t/(L/R)})$$

将 I 代入电感电压表达式得:

$$V_L=L\frac{dI}{dt}=V_Se^{-t/(L/R)}$$

为了解 RL 充电电路中的现象,先设电阻值为零,电压源为理想电源,在没有电阻的情况下闭合开关,根据欧姆定律,电流将持续增大,电流快速增大的速度使自感电压与电源电压值相等。

但当电路中有电阻时,欧姆定律限制了电流最终达到的值。电感 L 上产生的反向感应电压必须等于电源电压和电阻 R 两端的电压之差。当电流达到欧姆定律限制的终值时,感应电压是很小的。理论上,感应电压不会完全消失,电流也不会完全达到欧姆定律限制的终值。实际过程中,在很短的时间里,以上差值就小到可以忽略了。

当电流达最大值的 63.2% 时,所花费的时间称为时间常数,时间常数等于 L/R,单位为秒。每经过一个时间常数,电流都将增加与最大值差值的 63.2%,这一特性如图 2.137(b)的描绘。与电容器的情况相同,大约经过 5 个时间常数以后,认为电流已达到了最大值。

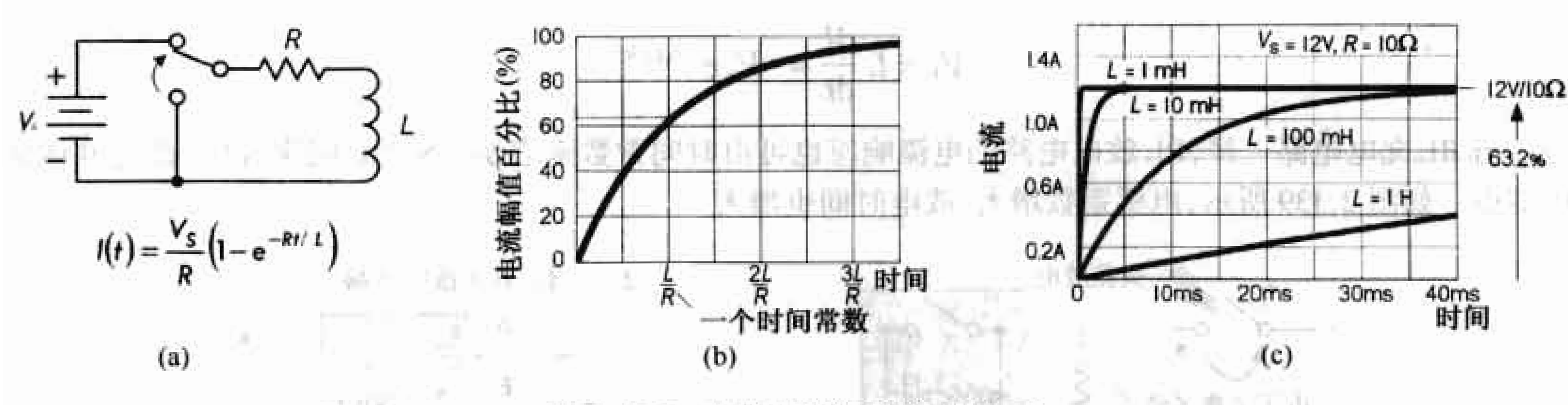


图 2.137　电流与时间常数的关系

例 13： 若一个 RL 电路的电感为 10 mH，串联电阻值为 10 Ω，求通电以后，电流达最大值所需的时间。

解： 电流达最大值大约需经过 5 个时间常数，所以：$t=5\tau=5(L/R)=5(10\times10^{-3}\,\text{H})/10\,\Omega=5.0\times10^{-3}$ s 或 50 MS。

要注意的是：当电感系数增至 1.0 H，所需时间增至 0.5 s，由于电路中电阻值不变，所以两种情况中电流的最大值相同。但增大电感系数，电流达到最大值所需的时间增大了。图 2.137 给出了电路具有相同电阻和不同电感时电流的响应曲线。

2.24.11　LR 放电电路

当打开开关，断开电源后，电容器可以电场的形式来储存能量。但一个电感是不能保存"电荷" 或电压的，因为，电感的磁场将随着电流的消失而消失，储存在磁场中的能量将释放回电路。前面已经指出，当打开开关，切断电流时，RL 电路中的电流及电压的变化是复杂的。当开关打开的瞬间，由于感应电压与磁场的变化率成正比，因此磁场的骤降引起的感应电压常常比电源电压大许多倍，结果在开关打开瞬间，开关触点处通常都会产生火花或电弧，如图 2.138(a)所示。当电路中的电感系数及电流很大时，短时间内释放的能量很大，在这种情况下，开关的触头会被烧蚀或熔化。若在开关触头两端连接串联的电容和电阻，则可减小或抑制火花或电弧。这样一个 RC 组合，称为缓冲网络。大电感负载连接晶体管开关，如继电器和螺线管，就需进行保护。多数情况下，在继电器线圈上反接一个小功率二极管可防止磁场和电流消失时对晶体管造成损坏(这一点将在下面讨论)。

若移去激励源时不需要断开电路，如图 2.138(b)所示的理论求解曲线，电路电流的衰减将遵循如下所示的波形及等式。

对 RL 放电电路，应用基尔霍夫定律，对闭合回路的电压取和，可得下式：

$$V_S=IR+L\frac{dI}{dt}$$

将上式改写为标准形式：

$$\frac{dI}{dt}+\frac{R}{L}I=\frac{V}{L}$$

求解以上线性一阶非齐次微分方程，并设初始条件为开关闭合前的电流

$$I(0)=\frac{V_R}{R}$$

则可求得电流

$$I=\frac{V_S}{R}e^{-t/(L/R)}$$

将 I 代入欧姆定律，得电阻电压：

$$V_R=IR=V_Se^{-t/(L/R)}$$

将 I 代入电感电压表达式得：

$$V_L = L\frac{dI}{dt} = -V_S e^{-t/(L/R)}$$

与 RL 充电电路一样，RL 放电电路的电流响应也可由时间常数来表示。5 个时间常数后，认为电感放电结束。如图 2.139 所示，电感系数增大，放电时间也增大。

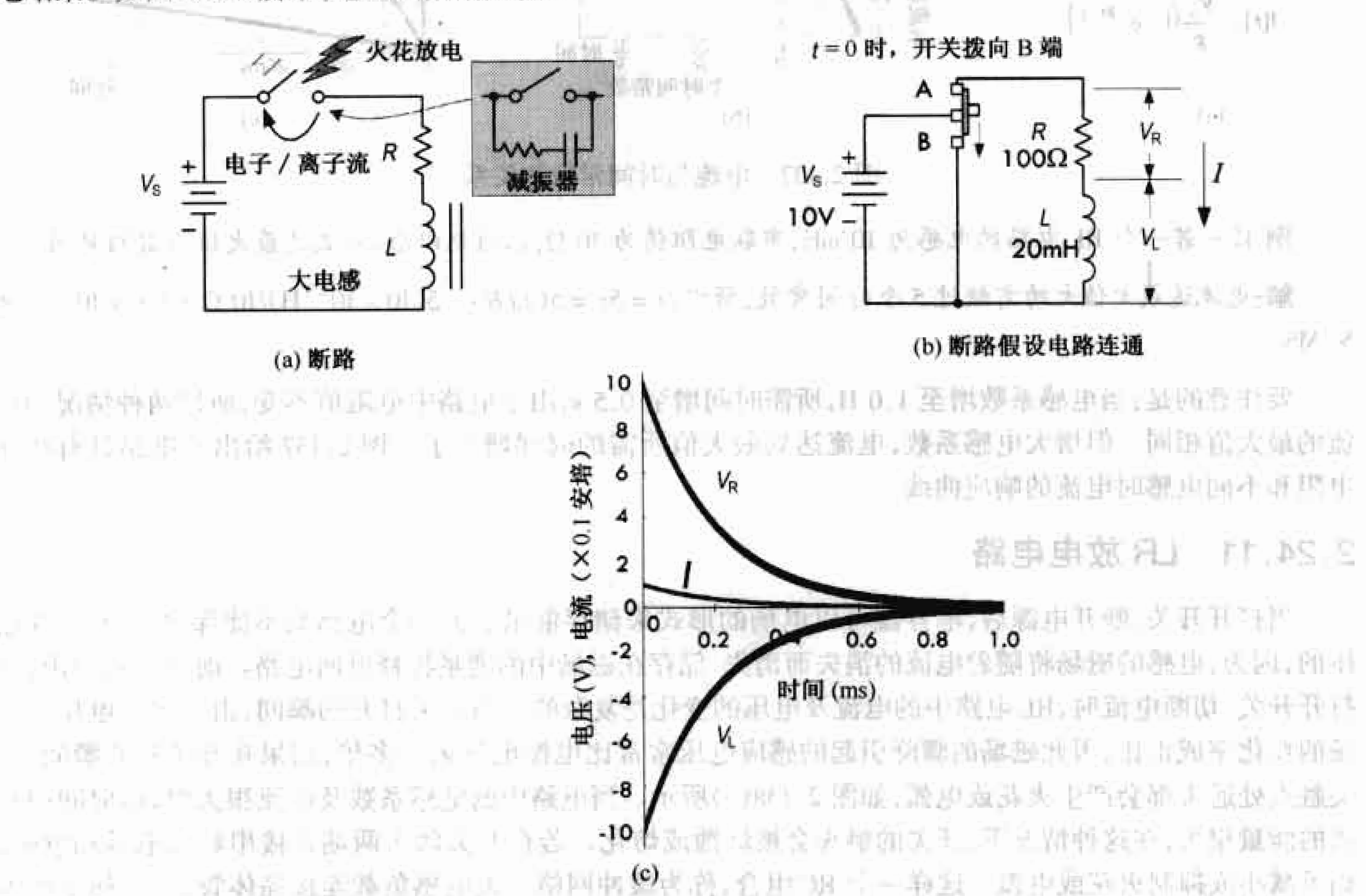


图 2.138 LR 放电电路

在图 2.138(a)中，开关打开，电流被切断，则大感性负载的磁场骤降，产生一个大的同向感应电压。同向电压大到一定程度时，开关触头间的"电子压力"将变得很大，使电子从开关一端触头的金属表面逸出跃向另一端触头。逸出的自由电子与空气分子碰撞，产生电离，导致开关触头间产生电火花。这种情况下，电流及电压响应曲线相当复杂。

在图 2.138(b)中，设移去电源，开关从 A 点打到 B 点接地，电路没有断开，则电流及电压表达式为：

$$I = \frac{V_S}{R} e^{-t/(L/R)}, \quad \frac{t}{(L/R)} = -\ln\left(\frac{I \times R}{V_S}\right)$$

$$V_R = IR = V_S e^{-t/(L/R)}, \quad \frac{t}{(L/R)} = -\ln\left(\frac{V_R}{V_S}\right) \tag{2.556}$$

$$V_L = L\frac{dI}{dt} = -V_S e^{-t/(L/R)}, \quad \frac{t}{(L/R)} = -\ln\left(-\frac{V_L}{V_S}\right)^*$$

$\tau = L/R$ 为时间常数

式中，电流 I 单位为安培，电源电压 V_S 单位为伏，电阻 R 单位为欧姆，电感 L 单位为亨利，t 为接入电压源后的时间，单位为秒，e = 2.718，电阻电压 V_R 和电感电压 V_L 的单位为伏，图中电路的电阻 $R = 100\ \Omega$，电感 $L = 20$ mH。

要注意这里的复杂现象，负对数给出的是复数，如 $\ln(-1) = \pi i$，i 为虚数。虚数的概念将在后面讨论，这是个很有趣的问题。

无论电感系数是何值，都会对信号产生影响。例如，在图 2.139(a)所示 RL 电路中，电感和电阻两端的

输出信号随着电感系数的增大，波形的失真加剧。把频率为 1.0 kHz，0～5 V 的方波电压源接到固定电阻为 10 Ω 的 RL 电路，增大电感系数，注意波形的变化。首先，方波的周期为：

$$周期：T=\frac{1}{f}=\frac{1}{1000\ \text{Hz}}=1\ \text{ms}$$

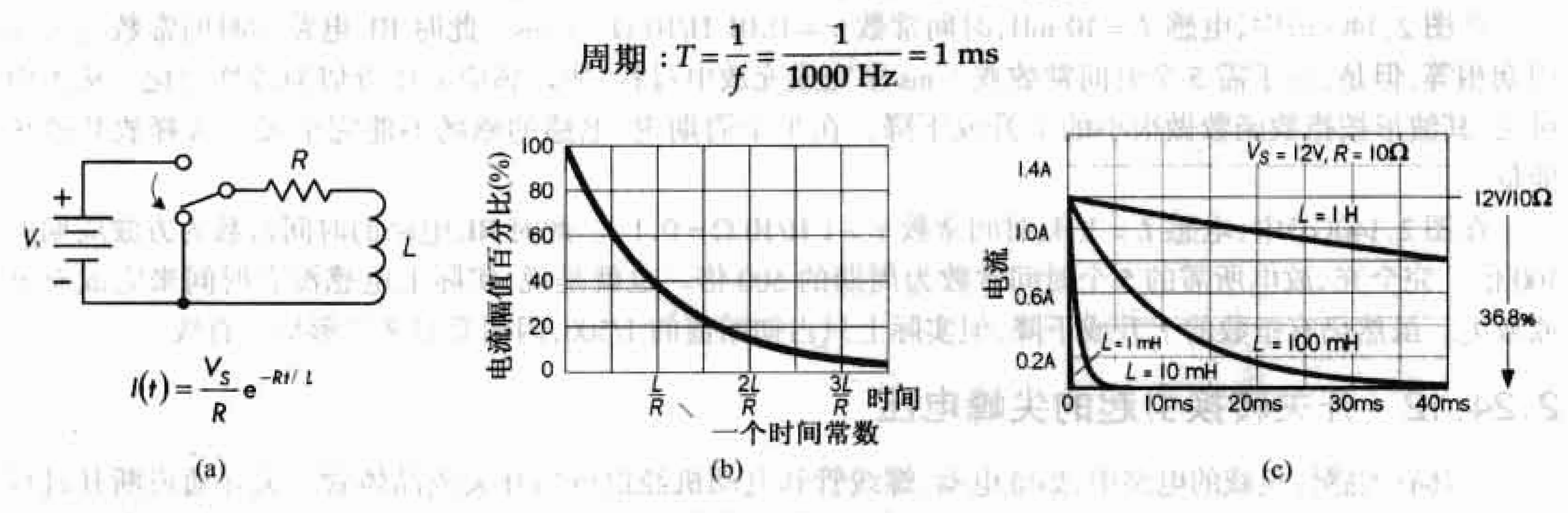


图 2.139　电感系数值对放电电流的影响

现在来观察波形是如何随电感系数的增大而变化的。

图 2.140　感应系数对信号的影响

在图 2.140(a)中，电感系数 $L=0.1$ mH；时间常数 $\tau=0.0001$ H/10 Ω = 0.01 ms。此时 RL 电路的时间常数为周期的 1%。因此在方波由高到低和由低到高的变化过程中，感应电压为窄尖峰波形。假设电感充放电在 5 个时间常数后完成，本例为 0.05 ms，因此在 0.5 ms 的半周期内，电感就能完成了充、放电过程，电阻电压波形的边缘处略带弧度。

在图 2.140(b)中，电感系数 $L=1$ mH；时间常数 $\tau=0.001$ H/10 Ω = 0.1 ms。此时 RL 电路的时间常数为周期的 10%，因此在电源电压变化过程中，感应电压呈指数规律的上升和下降的效果很明显。其完全充

放电所需的5个时间常数为0.5 ms,恰好是周期的一半。因此在每半个周期内,电感的磁场可以完全吸收或释放其磁场能量。

在图2.140(c)中,电感 $L = 10$ mH;时间常数 $\tau = 0.01$ H/10 Ω = 1 ms。此时RL电路的时间常数与方波周期相等,但是,由于需5个时间常数或5 ms来完成充放电过程,所以感应电压近似为线性变化。从图中可见,其波形按指数函数做很小的上升或下降。在半个周期内,电感的磁场不能完全吸收或释放其磁场能量。

在图2.140(d)中,电感 $L = 1$ H;时间常数 $\tau = 1$ H/10 Ω = 0.1 s。此时RL电路的时间常数为方波周期的100倍。完全充、放电所需的5个时间常数为周期的500倍。也就是说,实际上电感没有时间来完成充电或放电。虽然仍有指数的上升或下降,但实际上只占初始值的1/500,因而看起来波形呈一直线。

2.24.12 开关转换引起的尖峰电压

在具有大感性负载的电路中,如继电器、螺线管和电动机经由机械开关或晶体管开关导通或断开过程中,常见尖峰状感应电压。甚至当电源电压很小时,形成的尖峰电压也可达数百伏。电路设计不同时,尖峰电压可引发电弧导致开关触头性能降低,或损坏晶体管或其他集成开关设备。图2.141所示电路将一个二极管(电流单向流动装置)并联至一继电器线圈两端,但需断开电路时,为感应的尖峰电压提供"电压缓冲"路径。

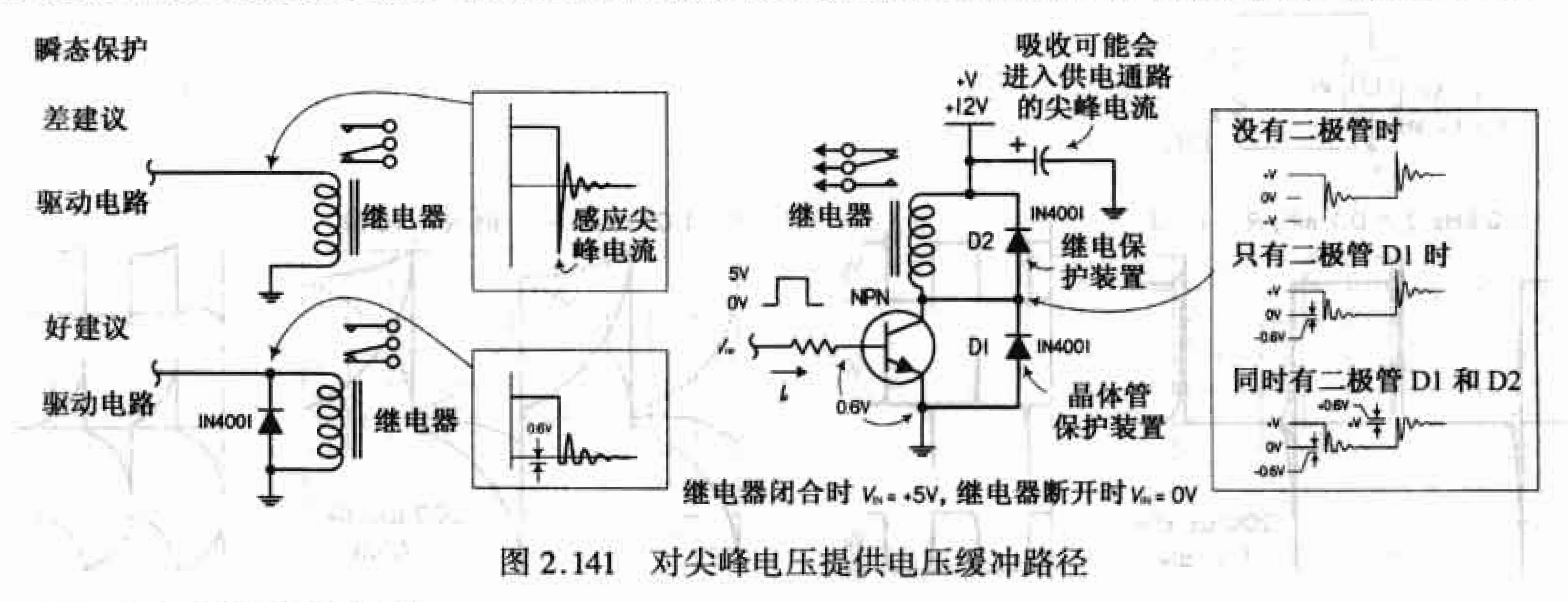


图2.141 对尖峰电压提供电压缓冲路径

2.24.13 直导线电感

每一个通电导体(不一定绕成线圈)的周围都会有磁场,因此就有自感系数。如一段直导线有与之相关的电感系数。这是由在给定的EMF作用下,每个定向移动的自由电子产生的磁场的平均效应。自由空间内,一段非磁性材料的直导线或导体棒的电感为:

$$L = 0.00508b\left[\ln\left(\frac{2b}{a}\right) - 0.75\right] \tag{2.56}$$

式中,电感 L 的单位为μH,a 是导线半径,b 是导线长度,单位为英尺,ln为自然对数。

例14: 型号为a#18的一段导线,直径为0.0403 in,长为4 in,求电感系数(参见图2.142)。

解: 由 $a = 0.0201$, $b = 4$,得:

$$L = 0.005\,08 \times (4)\left[\ln\left(\frac{8}{0.0201}\right) - 0.75\right] = 0.106\ \mu\text{H}$$

在VHF(30~300 MHz)及更高频率下,由于集肤效应,式(2.56)会有一些细微的改变,当频率接近于无穷大时,等式中的常数0.75近似为1。

直导线的电感值很小,通常称之为寄生电感。低频时(AF~LF),寄生电感的电抗实际为0。例如:本例中,10 MHz时,0.106 μH电感的电抗仅为6.6 Ω。但是,当频率为300 MHz时,电感的电抗上升为200 Ω,成为不容忽视的问题。因此,在VHF或更高频率下设计电路时应尽可能缩短元件引线端,如电容、电阻等

的引线端。一个元件的寄生电感可通过在元件上串联一数值相近的电感来模拟,这是因为导线总是与元件串联的。

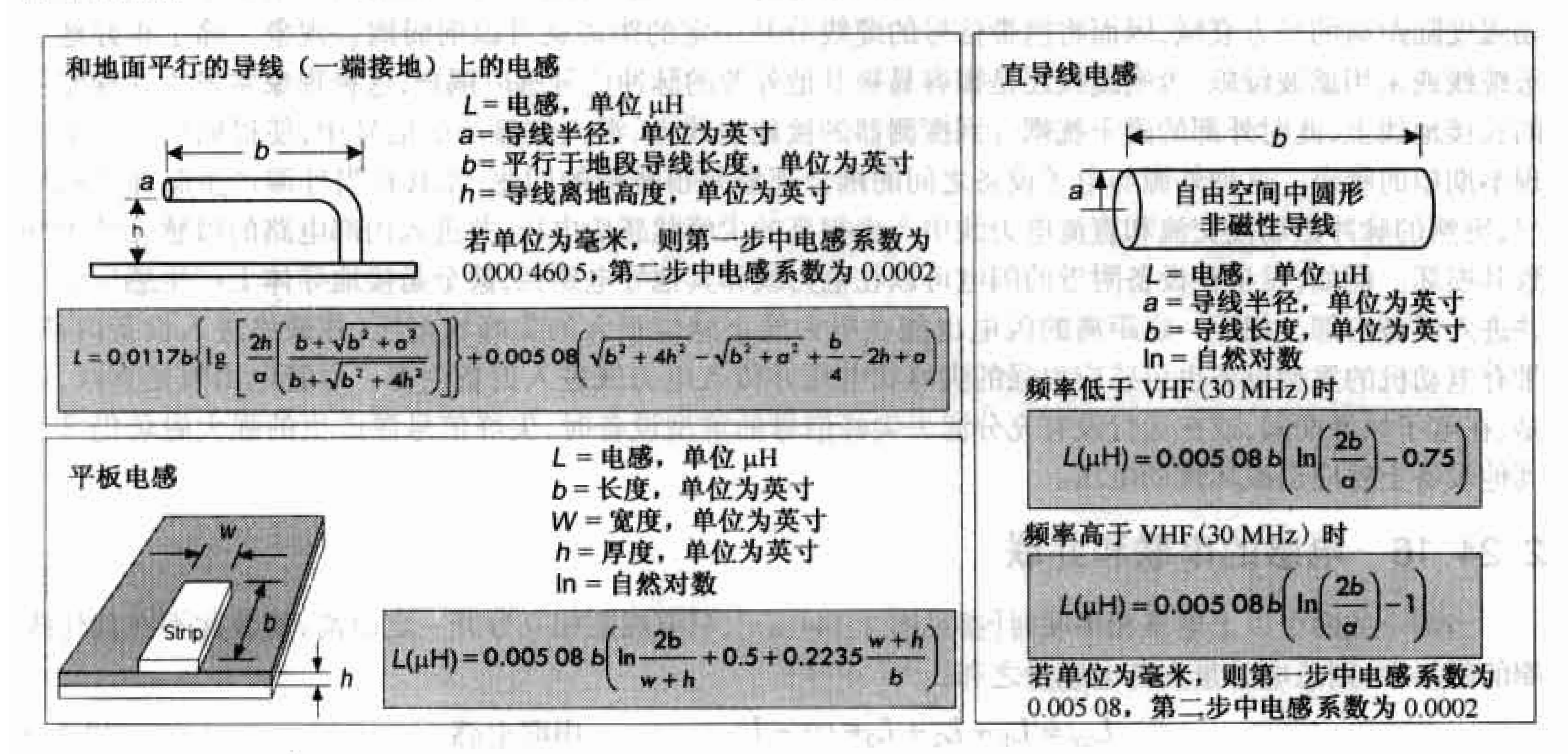


图 2.142 例 14 所示电路

2.24.14 互感系数和磁耦合

当两个电感线圈沿同一轴线相邻放置,如图 2.143 所示,则流过线圈 1 的电流形成的磁通将通过线圈 2。

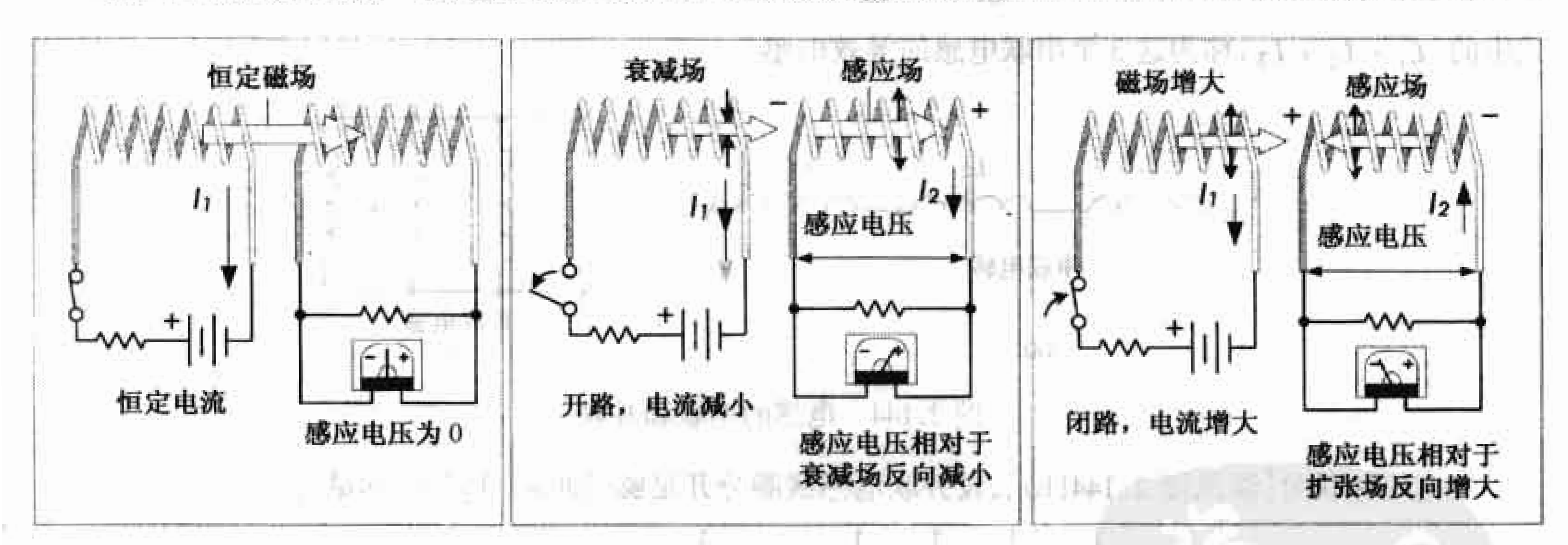


图 2.143 电流的互感

因此,当线圈 1 中磁场强度改变时,线圈 2 上将产生感应电压,线圈 2 上的感应电压与自感电压相似,但是由于它是外部线圈 1 作用的结果,因此称之为互感,称这两个线圈为感应耦合。线圈越靠近,互感就越强。若两线圈相对较远或在不同的轴线上,则互感系数相对较小,此时两线圈称为松耦合。互感系数的实际值与其可能的最大值的比值,称为耦合系数,常以分数形式表示。把一个空心线圈绕在另一空心线圈之上,则两个线圈的耦系数可达 0.6～0.7。但若把两线圈分开放置,则耦合系数很小。当线圈绕在闭合的磁心上时,其耦合系数可达 100%。这一特性被用于变压器设计中。在电路设计中,互感现象也会产生一些不良后果。如将元件相互位置放得较接近时,或感性负载或交变大电流电缆产生的外部磁场波动时,电路中会加入不期望的感应电压。

2.24.15 尖峰电压,闪电及其他脉冲信号产生的干扰耦合

许多人为因素或自然现象,都可以产生很大的磁场,并在电子设备的输入和输出端引起感应电压。在

这些问题中,外源与被影响的电路之间存在互感。如连接电子设备的平行电缆,当缆线较长且彼此靠得很近时,脉冲信号可以通过两线之间的磁耦合和电容耦合从一根缆线进入另一根缆线。由于电流产生的磁场强度随距离的平方衰减,因而将携带信号的缆线分开一定的距离就可以削弱耦合现象。除了很好地屏蔽缆线或采用滤波设施,否则缆线还是很容易被其他外源的脉冲信号感应耦合,这种现象常发生在探测器的长接地线上,此时外部的磁干扰耦合到探测器的接地引线上,混入被显示的信号中,使得输出信号中出现不期望的噪声。这种外源与电子设备之间的耦合现象是很普遍的问题,尤其是当外源产生脉冲式磁场时,突然的脉冲磁场使交流和直流电力线中产生很高的尖峰状感应电压,并进入内部电路的敏感元件中导致其损坏。例如,发生在设备附近的闪电可以在电力线和其他导电路径,甚至是接地导体上产生感应电压并进入设备内部。相距一定距离的闪电也能在电力线上感应很大的尖峰状电压,并最终进入设备内部。带有电动机的重型设备也可感应很强的尖峰状电压并传入电力线进入设备内部。尽管电力线是直线,但是,在电子风暴期间,或在运行没有充分滤去尖峰信号的重型设备时,尖峰信号源产生的强大磁场仍可在其他设备上感应出破坏性的电压。

2.24.16 电感的串联和并联

当两个或两个以上电感相串联时[参见图 2.144(a)],只要线圈相互分开一定距离,使彼此不在其他线圈的磁场中,则总电感量为各电感量之和:

$$L_{tot} = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots + L_N \qquad \text{串联电感} \tag{2.57}$$

串联电感的计算公式也可应用基尔霍夫电压定律得出,将电感 L_1 的电压写为 $L_1 dI/dt$, L_2 的电压写为 $L_2 dI/dt$, L_3 的电压写为 $L_3 dI/dt$,可得以下表达式:

$$V = L_1\frac{dI}{dt} + L_2\frac{dI}{dt} + L_3\frac{dI}{dt} = (L_1 + L_2 + L_3)\frac{dI}{dt}$$

式中的$(L_1 + L_2 + L_3)$称为这 3 个串联电感的等效电感。

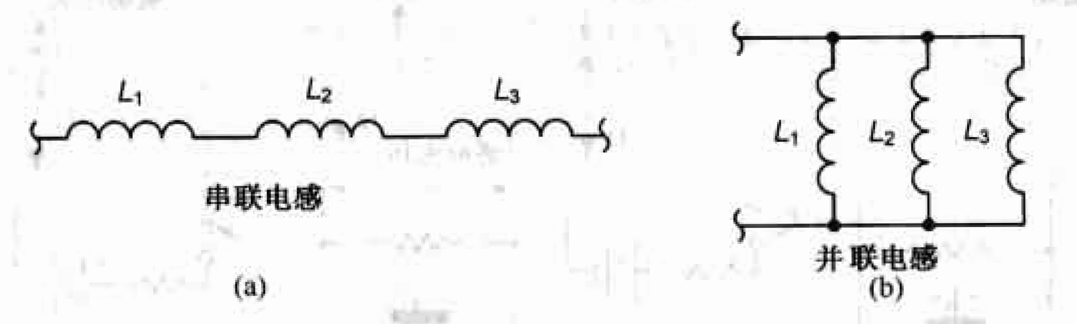


图 2.144 电感的串联和并联

当电感并联时[参见图 2.144(b)],设并联电感线圈分开足够的距离,则总电感量为:

$$\frac{1}{L_{tot}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots + \frac{1}{L_N} \qquad \text{并联电感} \tag{2.58}$$

当只有两个电感并联时,上式简化为:$L_{tot} = (L_1 \times L_2)/(L_1 + L_2)$。

上式也可对节点应用基尔霍夫电流定律得出,因为,$I = I_1 + I_2 + I_3$,且电感 L_1、L_2、L_3 的端电压相等,因此,$I_1 = 1/L_1 \int V dt$, $I_2 = 1/L_2 \int V dt$, $I_3 = 1/L_3 \int V dt$,则电流 I 可以表示为:

$$I = \frac{1}{L_1}\int V dt + \frac{1}{L_2}\int V dt + \frac{1}{L_3}\int V dt = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}\right)\int V dt$$

式中 $1/L_1 + 1/L_2 + 1/L_3$ 称为 3 个并联电感的等效电感。

例 15:若使图 2.145 所示电路的总等效电感为 70 mH,求电感 L_2 的值。

解:$L = 30$ mH, $L_{tot} = L_1 + \frac{L_1 \times L_2}{L_1 + L_2}$。

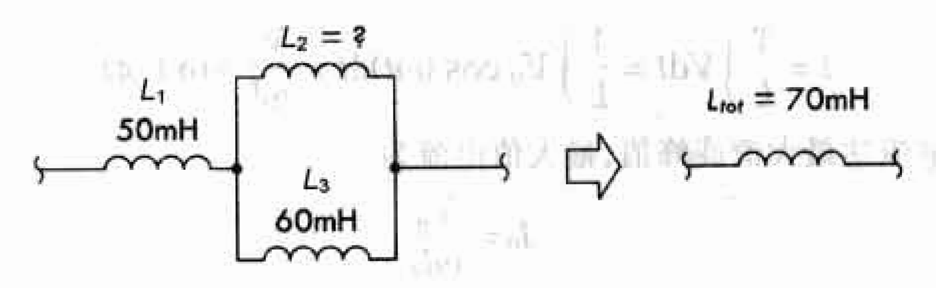


图 2.145 例 15 的示例电路

2.24.17 交流电流和电感

当一理想电感两端接一交流电压时，流过电感的电流将滞后电压 90°，也可以说电压超前电流 90°，这与交流电路中电容器的情况恰好相反。电感电流滞后的根本原因是由于电感产生反向电压，根据反向电压的大小与电流变化率成正比可以证明这一点，如图 2.146 所示，在起始时刻 0~A 时间段里，电源电压为正向最大值，反向或感应电压也为最大值，流过的电流最小，但电流的变化率最大，为 38%。在 AB 时间段，电流改变了 33%，感应电压与电源电压同步减小，这一过程在 BC、CD 时间段将持续进行，随着电源电压及感应电压趋于 0，电流仅增加了 8%。

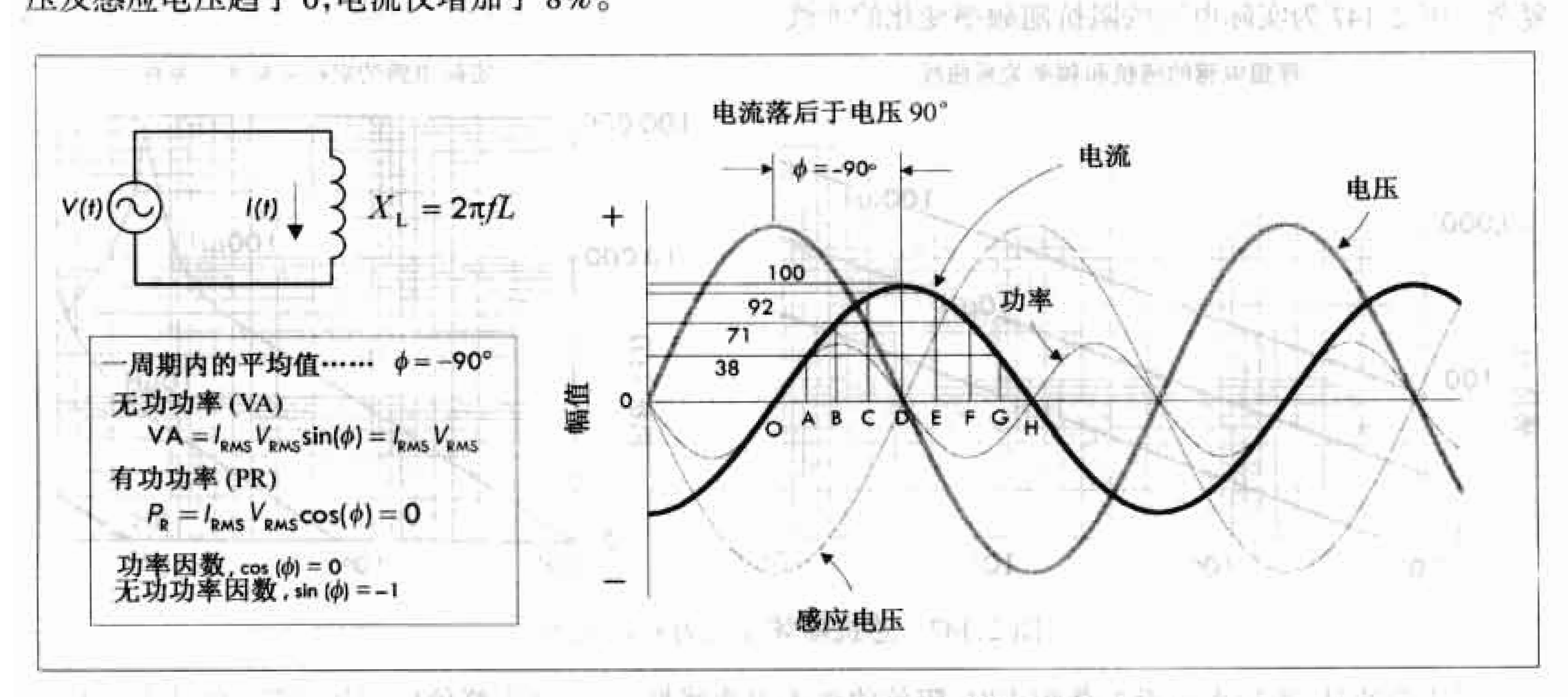


图 2.146 理想电感电路中的交流电流，电压及功率曲线

在 DE 时间段，电源电压改变方向，感应电压也改变方向，随着磁场的减小，电流返回电路，此时电流的方向与电源电压方向相反，仍保持正向。随着电源电压在反方向继续增大，正向电流值开始减小，当电源电压为反相最大时，电流为 0。负半周的变化过程与正半周期的情况相同。因此说，在纯电感的交流电路中，电流滞后于电压 90°。

2.24.18 感抗

电感的交变电流幅值与电源频率成反比。由于在给定电流变化率下，反向电压与电感成正比，因此，在给定电源电压和频率下，电流与电感成反比。把电感与频率的合成效应称为感抗。与容抗一样，感抗的单位为欧姆。下式为感抗的计算式：

$$X_L = 2\pi fL \quad \text{感抗} \tag{2.59}$$

式中 X_L 为感抗，$\pi = 3.1416$，f 为频率，单位为 Hz，L 为电感，单位为 H，感抗的角频率表示式为：

$$X_L = \omega L$$

以上感抗表达式可以通过将电感连至正弦电压源上得出。为了使计算更加简便，我们将用余弦函数代替正弦函数(实际没有区别)。例如，电源电压表达式为 $V_0\cos(\omega t)$。则电感元件上流过的电流为：

$$I=\frac{1}{L}\int V\mathrm{d}t=\frac{1}{L}\int V_0\cos(\omega t)\mathrm{d}t=\frac{V_0}{\omega L}\sin(\omega t)$$

当 $\sin(\omega t)=1$ 时,电感电流达最大值或峰值,最大值电流为

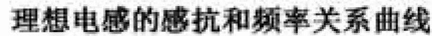
$$I_0=\frac{V_0}{\omega L}$$

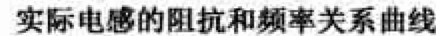
峰值电压与峰值电流之比类似一电阻,具有欧姆的量纲,但该“阻力”的物理现象(即反向感应电压抵抗正向电压)与一般电阻(发热)是不一样的,因而给这种效应一个的新名称——感抗:

$$X_L=\frac{V_0}{I_0}=\frac{V_0}{V_0/\omega L}=\omega L$$

当 ω 趋向于无穷大时,X_L 也趋于无穷大,此时电感相当于开路,说明电感阻碍高频信号的通过。但是,当 ω 趋于 0 时,X_L 趋于 0,说明低频信号可以很容易地通过电感,在直流信号时,理想电感是没有“阻抗”的。

图 2.147 为 1 μH、10 μH 和 100 μH 电感的感抗随频率变化的半对数坐标图。注意响应曲线是线性的,即频率增大时,感抗成正比增大。但是,由于实际电感内部有寄生电阻及电容,因此其感抗响应曲线较为复杂。图 2.147 为实际电感的阻抗随频率变化的曲线。





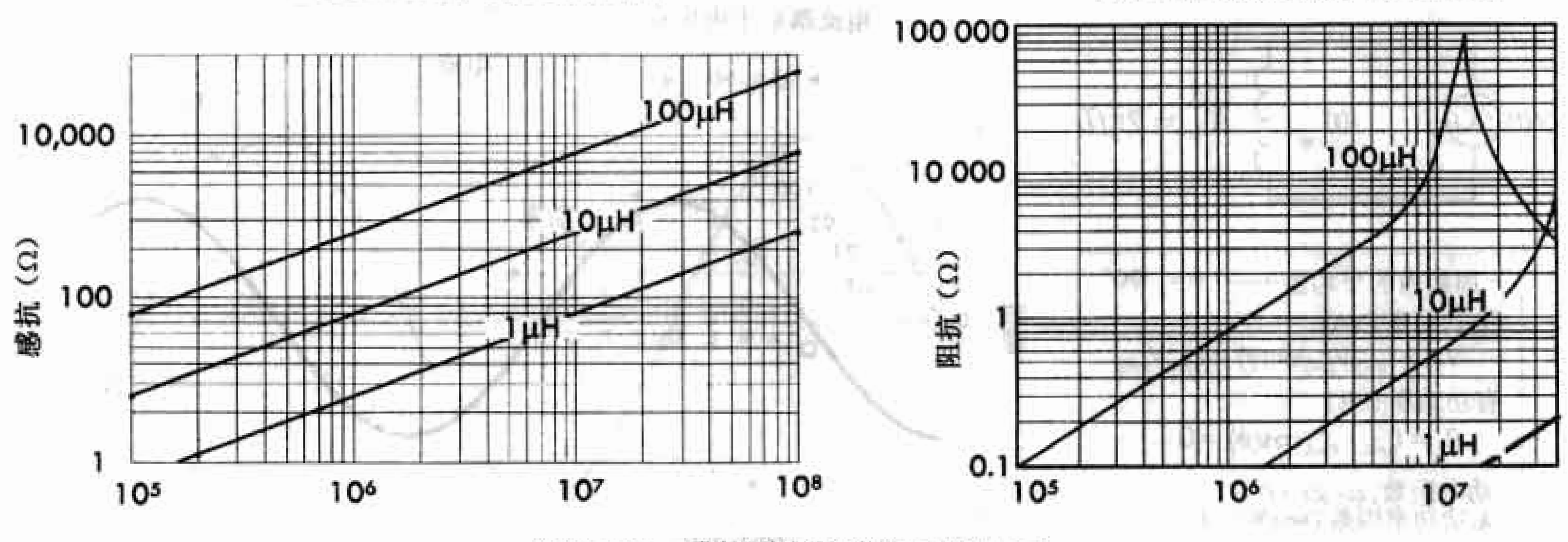


图 2.147 感抗随频变化的对数表示

要注意的是,当频率接近振荡频率时,阻抗曲线不再为线性,而是达到峰值后开始下降(在讨论了振荡电路以后,对这一现象会有所认识)。

例 16: 一个 100 μH 的理想线圈与频率为 120 Hz 及 15 MHz 的电源相连,求线圈的感抗。

解:

120 Hz: $X_L=2\pi fL=2\pi(120\ \text{Hz})(100\times10^{-6}\ \text{H})=0.075\ \Omega$

15 MHz: $X_L=2\pi fL=2\pi(15\times10^{6}\ \text{Hz})(100\times10^{-6}\ \text{H})=9425\ \Omega$

例 17: 求感抗为 100 Ω,与频率 100 MHz 电源相连的线圈的电感。

解:

$$L=\frac{X_L}{2\pi f}=\frac{100\ \Omega}{2\pi(100\times10^{6}\ \text{Hz})}=0.16\ \mu\text{H}$$

例 18: 求 1 μH 电感在多少频率时感抗可达 2000 Ω?

解:

$$f=\frac{X_L}{2\pi L}=\frac{2000\ \Omega}{2\pi(1\times10^{-6}\ \text{H})}=318.3\ \text{MHz}$$

感抗的倒数为感纳，表示为：

$$B = \frac{1}{X_L} \tag{2.60}$$

感纳的单位为西门子 S(S = 1/Ω)。它表示电感的导电能力，而感抗则表示阻碍电流的能力。

2.24.19 实际电感模型

尽管理想电感的模型及其电压电流方程在电路分析中是很重要的，但在使用时由于没有考虑实际电感的内阻和电容，得出的结果是不准确的。因此，在设计一些技术要求较高的设备时，如应用在无线电接收器中的高频滤波器，就必须采用实际电感的模型。

一个实际电感可用4个无源理想元件来模拟：串联电感(L)，串联电阻(R_{DC})，并联电容(C_P)和并联电阻(R_P)。R_{DC}为直流电阻，即给电感通入直流电流时所测得的阻值。制造商会在说明书上提供电感的直流电阻值(如，1900系列的100 μH电感的 R_{DC}为0.00654 Ω)。R_P为磁性芯子的损耗，可以根据在自振频率 f_0 点时电感的感抗为0求得(也就是说，在 f_0 点阻抗为纯电阻)，下一小节将说明 R_P 也可由品质因数求得。并联电阻的存在，使自振模拟值不会升至无穷大。C_P 为电感内线圈和引线端之间的分布电容。如图2.148所示。当电感通入交变电流时，电感的电压将变化，产生的效应为许多小电容与线圈电感并联的作用。图2.148给出了分布电容与电感发生谐振时的曲线。低于谐振频率时阻抗呈感性，且随频率的增大而减小，高于谐振频率时阻抗呈容性，且随频率增大而增大。

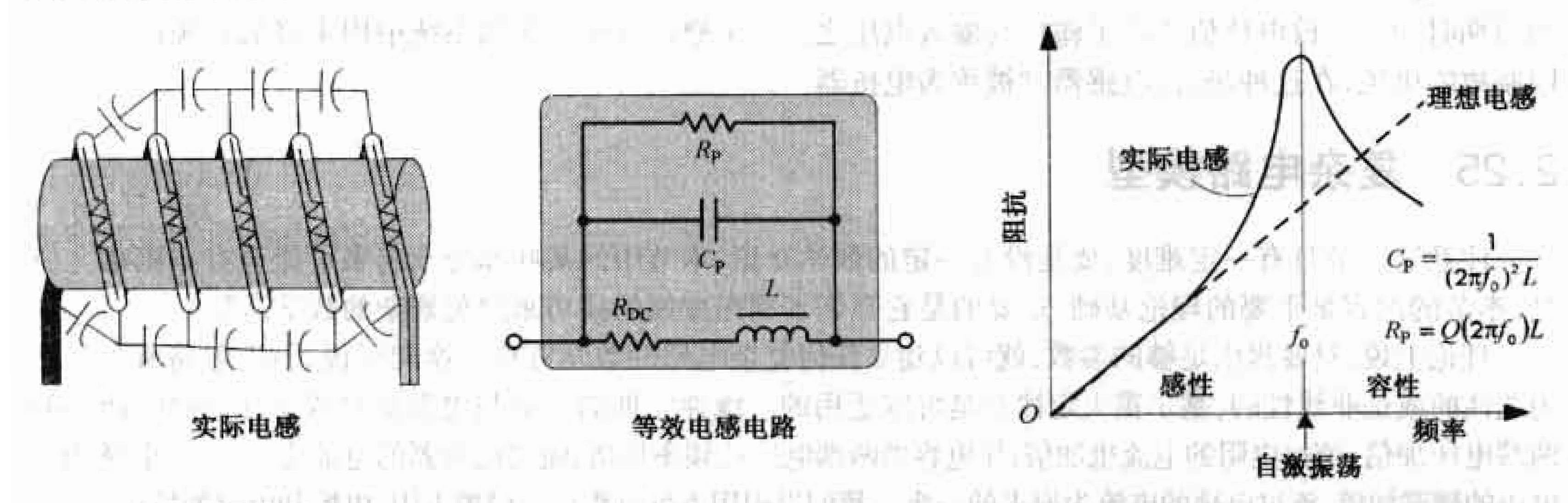


图2.148 电感内存在分布电容。曲线显示了分布电容与电感发生谐振的现象。低于谐振频率时阻抗呈感性，其值随频率的增大而减小；高于谐振频率时，阻抗为容性，且随频率增大而增大

电感存在多种形式的电能损耗，如导线电阻损耗，磁心损耗和集肤效应损耗。由于所有导电体的电阻都会损耗电能而发热，所以，电感线圈的导线尺寸必须能承载预期的电流。当交变电流的频率增大时，电流将集中在导体表面的薄层中，这种特性称为集肤效应，因而线绕电感还存在集肤效应引起的损耗。若电感芯子为导电材料，如铁，铁氧体，或黄铜，则芯子上会有额外的能量损耗。

2.24.20 品质因数

电容和电感这样的储能元件可以用品质因数 Q 来描述其特性。Q 为储能元件存储的能量与消耗的所有能量的比值。事实上，该比值可以简写为 $Q = X/R$。其中 Q 为品质因数(无量纲)，X 为电抗(感抗或容抗)，R 为元件上所有实际损耗能量的电阻之和。

电容器通常具有很高的 Q，如陶瓷电容器的 Q 可达1200以上。小型陶瓷微调电容的 Q 值很小，在一些应用中常被忽略。

电感的品质因数为 $Q = 2\pi f L/R_{DC}$。当电路中同时含有电感和电容时，电感的 Q 值不会等于电容的 Q 值。大多数电路都要求高品质因数 Q 的电感，而有些电路中要求特殊的 Q 值，有的则要求低 Q 值电感。

感性分压器

感性分压器被用于交流输入信号电路中。根据电阻分压原理，直流输入电压将按两个电感的电阻关

系分配。感性分压器(假设电感相互分离,即不缠在同一芯子上,没有互感作用)的交流输出电压的分配计算式如图 2.149 所示。

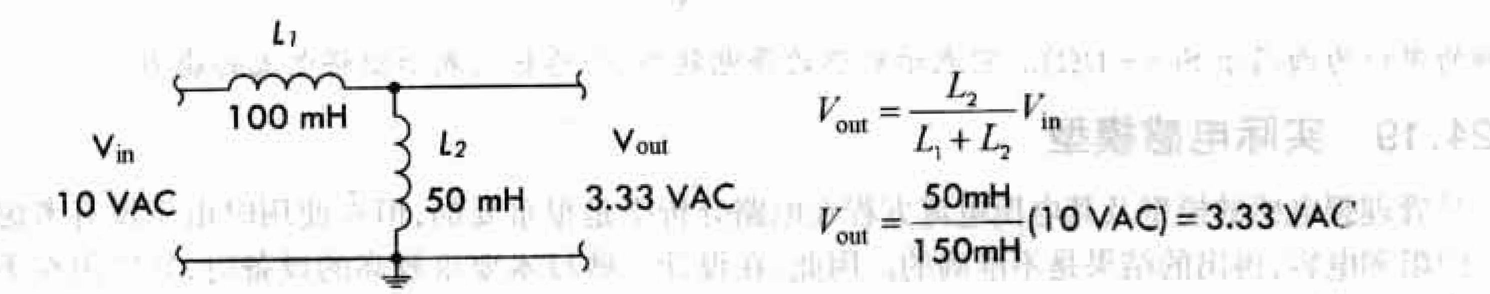


图 2.149　感性分压器

注意输出电压与电源频率无关。但是,若在工作频率点电感的电抗不是很大(电感系数不够大),则 L_2 短路会产生很大的电流。

2.24.21　电感器的应用

在电子学中,电感器的基本功能是以磁场的形式存储电量的。电感器被大量用于模拟电路及信号处理电路中,包括无线电接收及播放电路。电感器与电容器或其他元件的组合可形成滤波器,用来滤除特殊频率的信号。两个或两个以上的耦合电感器可以构成变压器,用于对交流电压的升压和降压。在开关电源中,电感器用做能量存储设备,电感器的充电可以控制开关频率在特殊的分数级,电感器的放电可以控制周期时间,充、放电比值决定了输出与输入电压之比。电感器在电力传输系统中用来降低系统的电压或限制故障电流,在这种场合,电感器常被称为电抗器。

2.25　复杂电路模型

注意这一节具有一定难度,要是没有一定的数学知识,本节中的某些部分读起来可能会有点困难。但是,本节的内容是重要的理论基础,重要的是它强调了利用变换的技巧来避免繁杂的数学运算。

理论上说,只要提供足够的参数,就可以建立任何复杂电路的数学方程。换句话说,不论电路所含元件为线性的或是非线性的,基尔霍夫定律总是可以适用的。线性元件的响应与电源信号成正比,例如,使电阻两端电压加倍,流过电阻的电流也加倍;使电容器两端电压的频率加倍,流过电容器的电流也加倍;让电感两端电压的频率加倍,流过电感的电流为原来的一半。我们发现用下列方程可以模拟电阻、电容和电感的特性。

$$V_R = IR,\ V_C = \frac{1}{C}\int I dt$$

$$V_L = L\frac{dI}{dt},\ I_R = \frac{V_R}{R}$$

$$I_C = C\frac{dV_C}{dt},\ I_L = \frac{1}{L}\int V_L dt$$

到目前为止,我们主要讨论了直流及正弦信号形式的电压及电流源,它们的数学表达式分别为:

$$V_S = 常量,\ I_S = 常量,\ V_S = V_0 \sin(\omega t),\ I_S = I_0 \sin(\omega t)$$

若电路中仅含有电阻,电容,电感和以上一种形式的电源,则可直接用基尔霍夫定律列出一个或一组精确描述电路中电压及电流值随时间变化的方程。描述线性直流电路的方程为线性代数方程,描述线性时变电路的方程为线性微分方程。时变的原因是正弦电源,也可以是直流电源的突然通断,这一情况被称为瞬态。

电路如图 2.150 所示,RLC 串联电路的电源为直流电压源 V_S,回路上基尔霍夫电压方程为:

$$V_S - L\frac{dI}{dt} - RI - \frac{1}{C}\int I dt = 0$$

必须对以上方程进行数学上的简化,去除其中的积分项,否则在这里没有任何实际用处。首先对方程各项对时间求导,得下式:

$$L\frac{d^2I}{dt^2}+R\frac{dI}{dt}+\frac{1}{C}I=0$$

这是一个二阶线性齐次常微分方程的例子。求解该方程需要一些数学技巧和定义开关断通时刻的电路初始条件。

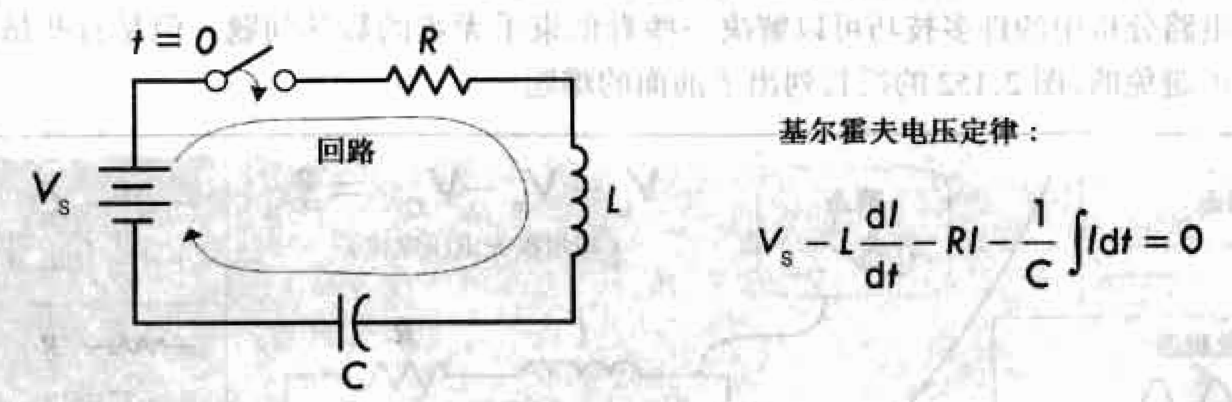


图 2.150 RLC 直流串联电路的基尔霍夫电压定律

若将上述 RLC 电路的开关及直流电源换成正弦电源，如图 2.151 所示。设电压源的数学表达式为 $V_0\cos(\omega t)$。

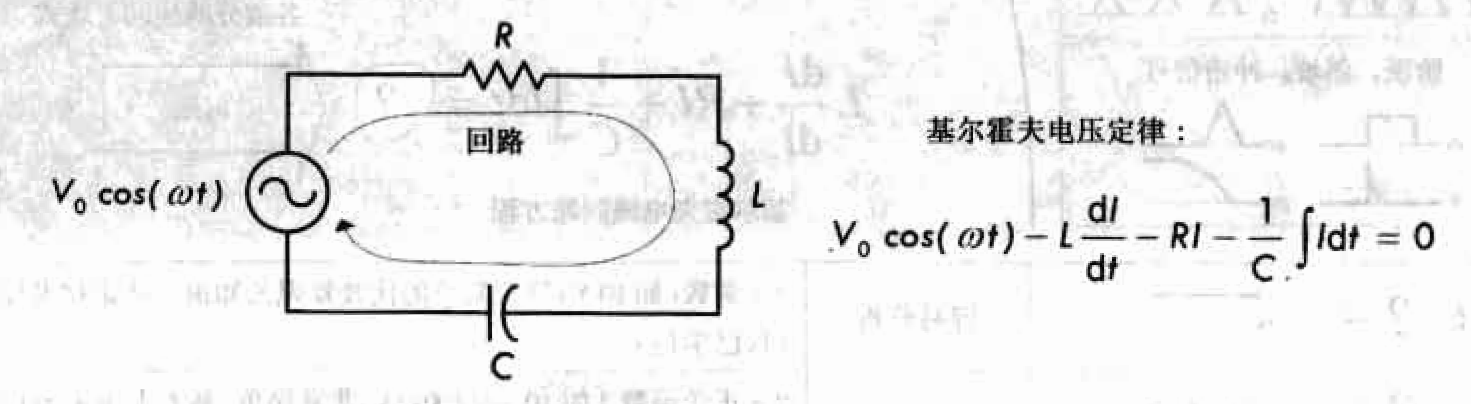


图 2.151 RLC 交流串联电路的基尔霍夫电压定律

应用基尔霍夫电压方程得：

$$V_0\cos(\omega t)-L\frac{dI}{dt}-RI-\frac{1}{C}\int Idt=0$$

或

$$L\frac{dI}{dt}+RI+\frac{1}{C}\int Idt=10V\sin(\omega t)$$

对上式简化，消去积分项：

$$L\frac{d^2I}{dt^2}+R\frac{dI}{dt}+\frac{1}{C}I=-\omega V_0\sin(\omega t)$$

上式为线性二阶非齐次常微分方程，求解该方程需用变参数技巧或待定系数法。求出电流后，将电流代入到电阻、电容和电感的电压、电流特性方程中，便可求得各元件的电压。但由于求解电流需要用到进一步的数学知识，所以对该问题的求解并不容易。

上述表明，数学问题不允乐观。当电源是非正弦信号，如方波电源或三角波电源时，问题就变得更复杂了。例如：数学上如何表示方波电源？结果证明，最简单的方法是利用如下的傅里叶级数：

$$V(t)=\frac{4V_0}{\pi}\sum_{\substack{n=-\infty\\n=\text{odd}}}^{\infty}\frac{\sin n\omega_0 t}{n}$$

式中 V_0 为方波信号的峰值电压。若 RLC 电路中接入方波电压源，则回路的基尔霍夫电压定律为：

$$L\frac{dI}{dt}+RI+\frac{I}{C}\int Idt=\frac{4V_0}{\pi}\sum_{\substack{n=-\infty\\n=\text{odd}}}^{\infty}\frac{\sin n\omega_0 t}{n}$$

显然,求解以上方程不是简单的事情。

还有其他一些没有考虑的电源形式,如非正弦非周期电源,如脉冲信号、阶跃信号函数等。当然,若再考虑电路中含 3 个以上的线性元件,还有二极管和晶体管这样的非线性元件的话,问题会变得更复杂。

当电路很复杂,且电压源和电流源又很怪异时,建立基尔霍夫方程和求解方程都需要有相当熟练的数学功底。用在电路分析中的许多技巧可以解决一些看似束手无策的数学问题。但是有些情况中,繁杂的数学问题是不可避免的,图 2.152 的栏目列出了前面的难题。

直流稳态 ? =	容易分析	? = 常数(如 10 V)只需简单的代数知识及知道一些定律及原理即可(已学过)
交流稳态 ? =	不太难	? = 正弦函数 [如 10 sin(100t)V]非常简单,基本上不需专门的数学知识,也不需解微分方程,但是需要求解复数(将学习)
非正弦周期函数 ? = 非周期函数 ? =	分析困难	难点主要在于用数学方式来描述电路方程中的电源波形,常要求对傅里叶分析计算法及拉普拉斯变换法有一定的了解(将学习)
瞬态 开关	有一定的难度	瞬态指电路中的"稳态"条件的改变,表现为由于外部作用,如开关的切换,或晶体管开关状态的改变而造成电压的突变。这类电路常求解微分方程,最好是用拉普拉斯变换法来求解(将学习)

图 2.152 电路分析中的一些难点

下一节,将讨论复数。在特定情况下,应用复数和复阻抗的概念可以避免建立复杂的微分方程。

2.26 复数

在学习分析正弦信号激励的电路之前,需要回忆一下复数的概念。后面将看到一个正弦电路具有一个与复数类似的特性。通过一些技巧可以利用复数及其算述运算法则来模拟和求解正弦电路问题。这种方法的重要性是避免了求解微分方程。

复数由两部分组成:实部和虚部,如图 2.153 所示。

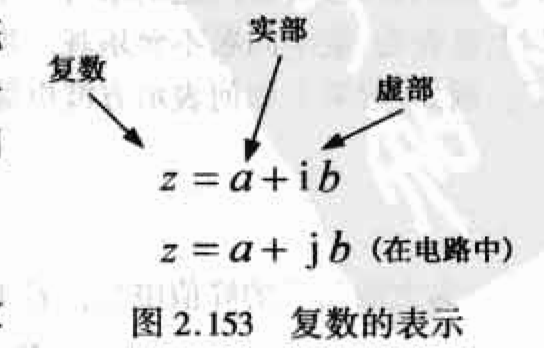
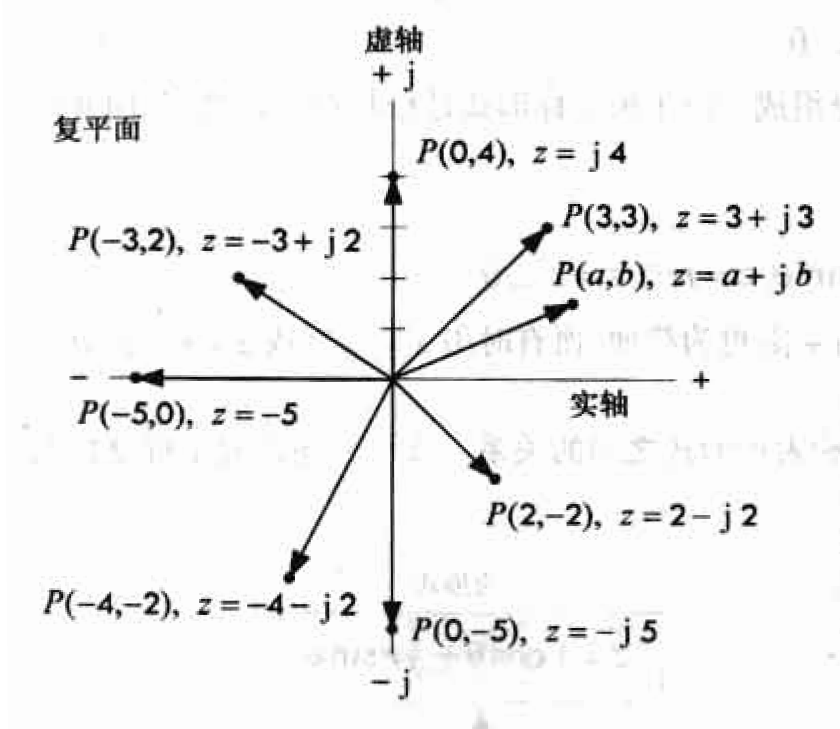


图 2.153 复数的表示

a 和 b 都为实数,$\mathrm{i} = \sqrt{-1}$ 为虚单位,因此 $\mathrm{i}b$ 为一虚数或一复数的虚部,在实际应用中,为了避免把虚单位 i 和电流符号 i 相混淆,把虚数单位 i 用 j 替代。

复数可在复平面上用图表示出来，用横轴表示实数轴，纵轴表示虚数轴，如图 2.154 所示。



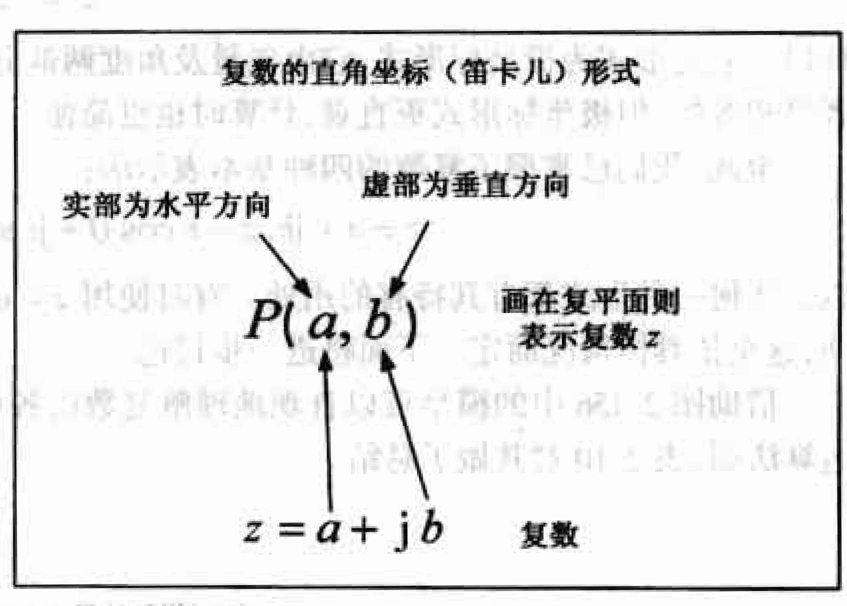


图 2.154 复数的图形表示

在坐标平面上，可以把一个复数看做是由 0 指向 P 点的矢量，其模值为：

$$r=\sqrt{a^2+b^2} \tag{2.61}$$

它与正实轴之间的夹角为

$$\theta=\arctan\left(\frac{b}{a}\right) \tag{2.62}$$

为了把复数用于电路分析，必须把复数形式做一些改变，把 a 换成 $r\cos\theta$，b 换成 $r\sin\theta$。改写后的复数称为复数的三角形式，如图 2.155 所示。

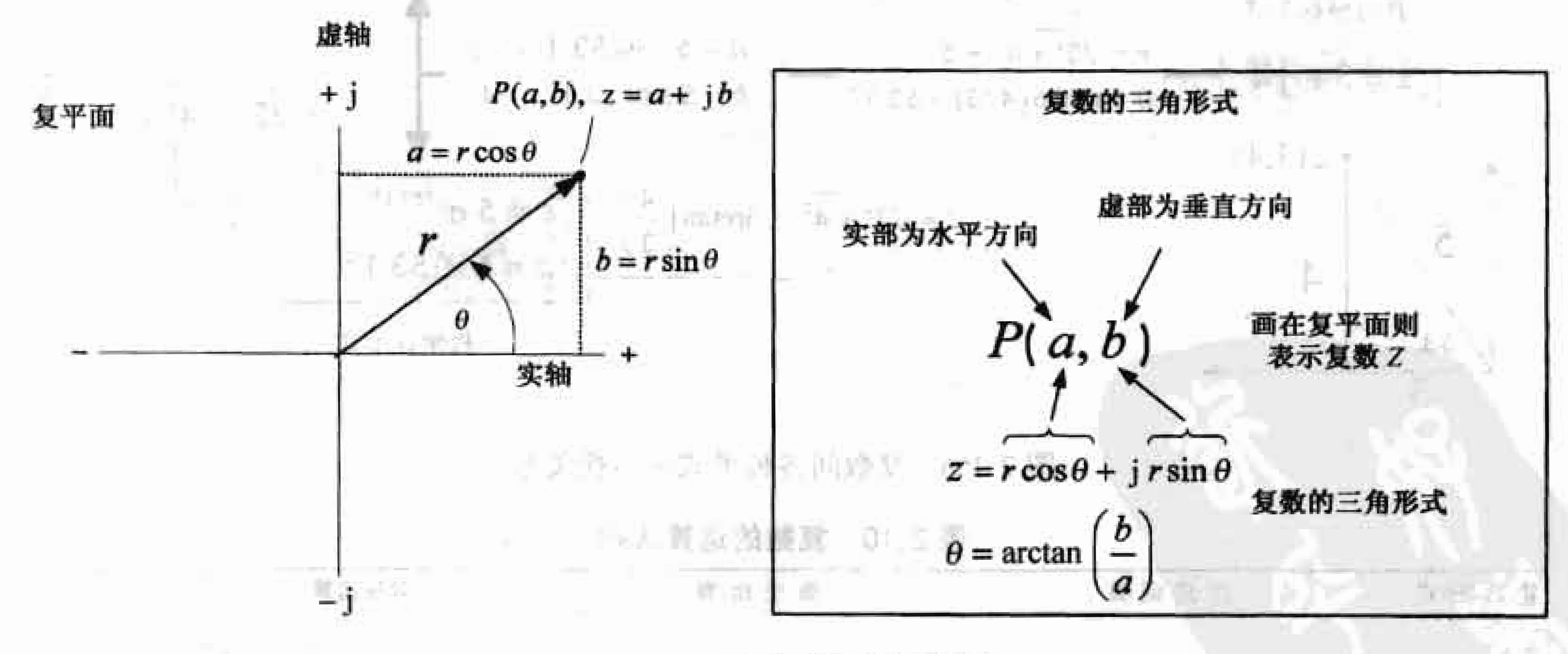


图 2.155 复数的三角形表示

很早以前，欧拉(Euler)就发现复数的三角形式中的 $\cos\theta+\mathrm{j}\sin\theta$ 与 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}$ 的关系满足下式：

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}=\cos\theta+\mathrm{j}\sin\theta \tag{2.63}$$

通过分别对 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}$、$\cos\theta$、$\mathrm{j}\sin\theta$ 取幂级数，然后把 $\cos\theta$ 和 $\mathrm{j}\sin\theta$ 的幂级数相加，可以证明其结果与 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}$ 的幂级数相等。这表明复数可用下式来表示：

$$z=r\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta} \tag{2.64}$$

上式为复数的指数形式,它可简写为:

$$z = r \angle \theta \tag{2.65}$$

称以上表达形式为极坐标形式,它由矢量及角度两部分组成。由于极坐标形式是指数形式的简写,因此两者是相等的,但极坐标形式更直观,计算时也更简便。

至此,我们已掌握了复数的四种基本表示法:

$$z = a + \mathrm{j}b,\ z = r\cos\theta + \mathrm{j}r\sin\theta,\ z = r\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta},\ z = r\angle\theta$$

以上任何一种形式都有其特有的用处。有时使用 $z = a + \mathrm{j}b$ 更为简便,而有时用 $z = r\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}$(或 $z = r\angle\theta$)更方便,这全依具体情况而定。下面将进一步讨论。

借助图 2.156 中的模型可以直观地理解复数的各种表示形式之间的关系。接下来还需要了解复数的运算法则,表 2.10 对其做了总结。

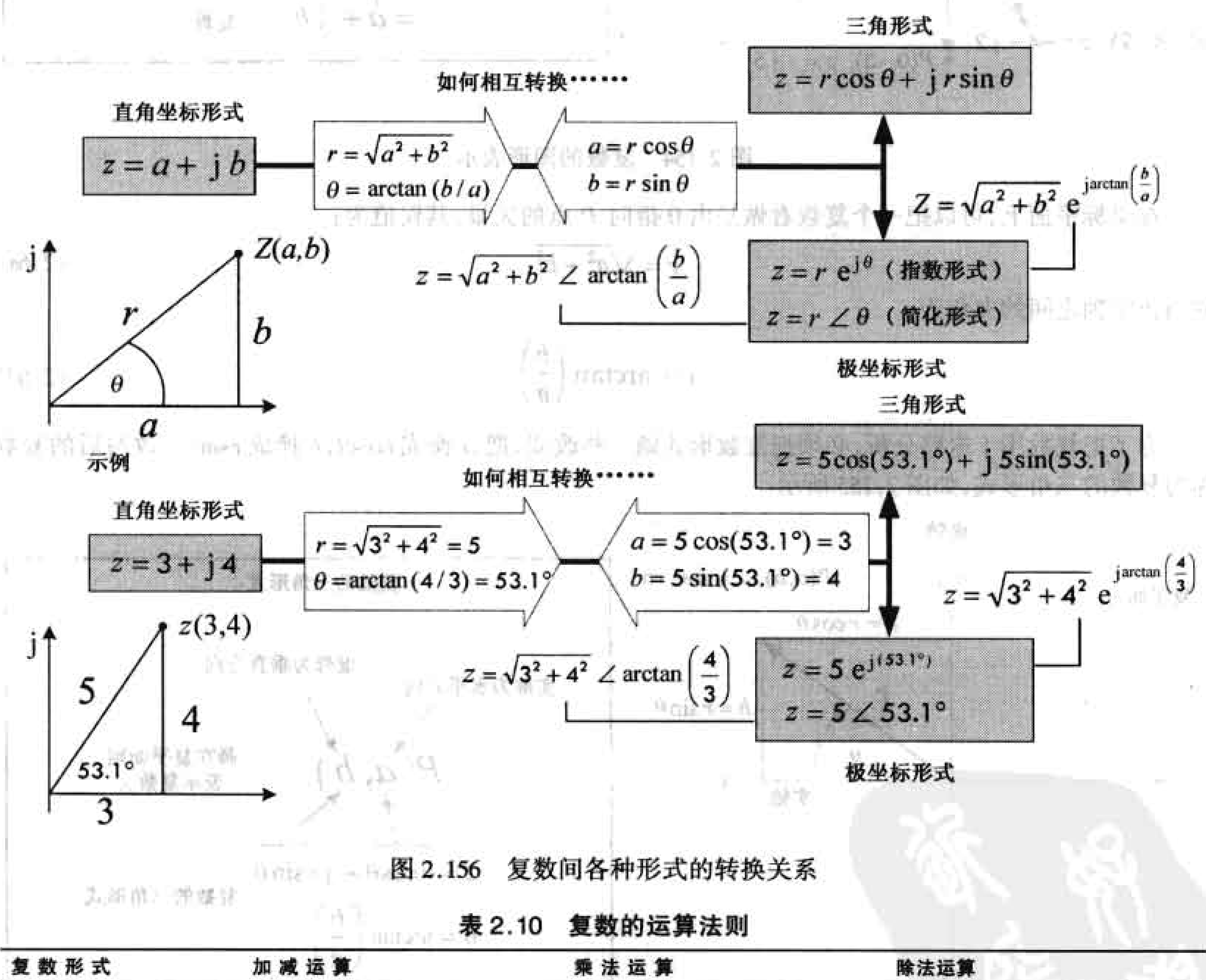


图 2.156 复数间各种形式的转换关系

表 2.10 复数的运算法则

复数形式	加减运算	乘法运算	除法运算
直角坐标形式 $z_1 = a + \mathrm{j}b$ $z_2 = c + \mathrm{j}d$	$z_1 \pm z_2 = (a \pm c) + \mathrm{j}(b \pm d)$ 示例: $z_1 = 3 + \mathrm{j}4,\ z_2 = 5 - \mathrm{j}7$ $z_1 + z_2 = (3 \pm 5) + \mathrm{j}(4 \pm 7) = 8 - \mathrm{j}3$	$z_1 \times z_2 = (ac - bd) + \mathrm{j}(ad - bc)$ 示例: $z_1 = 5 + \mathrm{j}2,\ z_2 = -4 + \mathrm{j}3$ $z_1 \times z_2 = (5 - (-4) - 2(3)) + \mathrm{j}(5(3) - 2\times(-4)) = -26 + \mathrm{j}23$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + \mathrm{j}\left(\frac{bc - ad}{c^2 + d^2}\right)$ 示例: $z_1 = 1 + \mathrm{j},\ z_2 = 3 + \mathrm{j}2;$ $\frac{z_1}{z_2} = \frac{1\times(3) + 1\times(2)}{3^2 + 2^2} + \mathrm{j}\left(\frac{1\times(3) - 1\times(2)}{3^2 + 2^2}\right) = \frac{5}{13} + \mathrm{j}\frac{1}{13}$

(续表)

复数形式	加减运算	乘法运算	除法运算
三角形式 $z_1 = r_1\cos\theta_1 + \mathrm{j}r_1\sin\theta_1$ $z_2 = r_2\cos\theta_2 + \mathrm{j}r_2\sin\theta_2$	可做加减运算,但需利用三角形函数关系,若将这种形式转换成直角坐标形式再进行加、减运算会更简便	$z_1 \times z_2 = r_1 r_2(\cos(\theta_1+\theta_2)) + \mathrm{j}\sin(\theta_1+\theta_2))$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{r_1}{r_2}(\cos(\theta_1-\theta_2) + \mathrm{j}\sin(\theta_1-\theta_2))$
指数形式 $z_1 = r_1 e^{\mathrm{j}\theta_1}$ $z_2 = r_2 e^{\mathrm{j}\theta_2}$	这种形式下的加减不直观,除非 $r_1 = r_2$,否则其结果不是最简形式,最好先将其转换成直角坐标形式后再做加、减运算	$z_1 \times z_2 = r_1 r_2 e^{\mathrm{j}(\theta_1+\theta_2)}$ 例: $z_1 = 5e^{\mathrm{j}(180°)}, z_2 = 2e^{\mathrm{j}(90°)}$, $z_1 \times z_2 = 5(2)e^{\mathrm{j}(180°+90°)}$ $= 10\,e^{\mathrm{j}(270°)}$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{r_1}{r_2}e^{\mathrm{j}(\theta_1-\theta_2)}$ 例: $z_1 = 8e^{\mathrm{j}(180°)}, z_2 = 2e^{\mathrm{j}(60°)}$ $\frac{z_1}{z_2} = \frac{8}{2}e^{\mathrm{j}(180°-60°)} = 4e^{\mathrm{j}(120°)}$
极坐标形式 $z_1 = r_1\angle\theta_1$ $z_2 = r_2\angle\theta_2$	这种形式下的加减不直观,除非 $r_1 = r_2$,否则其结果不是最简形式,最好先将其转换成直角坐标形式后再做加、减运算	$z_1 \times z_2 = r_1 r_2\angle(\theta_1+\theta_2)$ * 例: $z_1 = 5\angle 180°, z_2 = 2\angle 90°$ $z_1 \times z_2 = 5(2)\angle(180°+90°)$ $= 10\angle 270°$	$\frac{z_1}{z_2} = \frac{r_1}{r_2}\angle(\theta_1-\theta_2)$ * 例: $z_1 = 8\angle 180°, z_2 = 2\angle 60°$ $\frac{z_1}{z_2} = \frac{8}{2}\angle(180°-60°)$ $= 4\angle 120°$

* 计算时应用这种形式是最有效的,其他形式计算较为复杂,或者计算结果不是最直观的。

以下是复数运算中一些常用的关系式:

$$X(\text{度}) = \frac{180°}{\pi}X(\text{弧度}),\ X(\text{度}) = \frac{\pi}{180°}X(\text{弧度})$$

$$\mathrm{j} = \sqrt{-1},\ \mathrm{j}^2 = -1,\ \frac{1}{\mathrm{j}} = -\mathrm{j},\quad \frac{1}{A+\mathrm{j}B} = \frac{A-\mathrm{j}B}{A^2+B^2}$$

$$e^{\mathrm{j}(0°)} = 1,\ e^{\mathrm{j}(90°)} = \mathrm{j},\ e^{\mathrm{j}(180°)} = -1,\ e^{\mathrm{j}(270°)} = -\mathrm{j},\ e^{\mathrm{j}(360°)} = 1$$

$$1\angle 0° = 1,\ 1\angle 90° = \mathrm{j},\ 1\angle 180° = -1,\ 1\angle 270° = -\mathrm{j},\ 1\angle 360° = 1$$

$$z^2 = (re^{\mathrm{j}\theta})^2 = r^2e^{\mathrm{j}2\theta} \qquad z^2 = (r\angle\theta)^2 = r^2\angle 2\theta$$

下面的这个例子,同时使用了复数的直角坐标形式和极坐标形式来简化复数的加、乘、除的混合运算。

$$\frac{(2+\mathrm{j}5)+(3-\mathrm{j}10)}{(3+\mathrm{j}4)(2+\mathrm{j}8)} = \frac{5-\mathrm{j}5}{(3+\mathrm{j}4)(2+\mathrm{j}8)} = \frac{7.07\angle 45.0°}{(5\angle 66.8°)(8.25\angle 76.0°)} = \frac{7.07\angle 45.0°}{41.25\angle 142.8°}$$

$$= 0.17\angle -97.8°$$

以上计算结果可以根据需要转换为三角形式或直角坐标形式:

$$0.17\angle -97.8° = 0.17\cos(-97.8°) + \mathrm{j}0.17\sin(-97.8°) = 0.023 - \mathrm{j}\,0.168$$

注意:当进行复数的除法或乘法运算时,最好先将复数转化为指数形式。实际上,复数的加、减运算选用代数形式(虽然使用三角形式计算也不困难),而乘、除运算则选用指数形式。理解复数计算之后,将会发现交流电路的理论变得简单了。

注意:有时下列符号也用以表示一个复数:

$$|z| = \sqrt{(\mathrm{Re}\,z)^2 + (\mathrm{Im}\,z)^2}$$

$$\arg(z) = \arctan\left(\frac{\mathrm{Im}\,z}{\mathrm{Re}\,z}\right) \tag{2.66}$$

式中$|z|$为复数的幅值或模,$\mathrm{Re}\ z$ 为复数的实部,$\mathrm{Im}\ z$ 为复数的虚部,而 $\arg(z)$则为 z 的辐角或相位角 θ。例如,若 $z=3+\mathrm{j}4$,则

$$\mathrm{Re}\ z=3 \qquad \mathrm{Im}\ z=4 \qquad |z|=\sqrt{(3)^2+(4)^2}=5 \qquad \arg(z)=\arctan\left(\frac{4}{3}\right)=53.1°$$

2.27 正弦电路

设图 2.157 所示的两个电路包含线性电阻、线性电容和线性电感,都由正弦电压源激励。

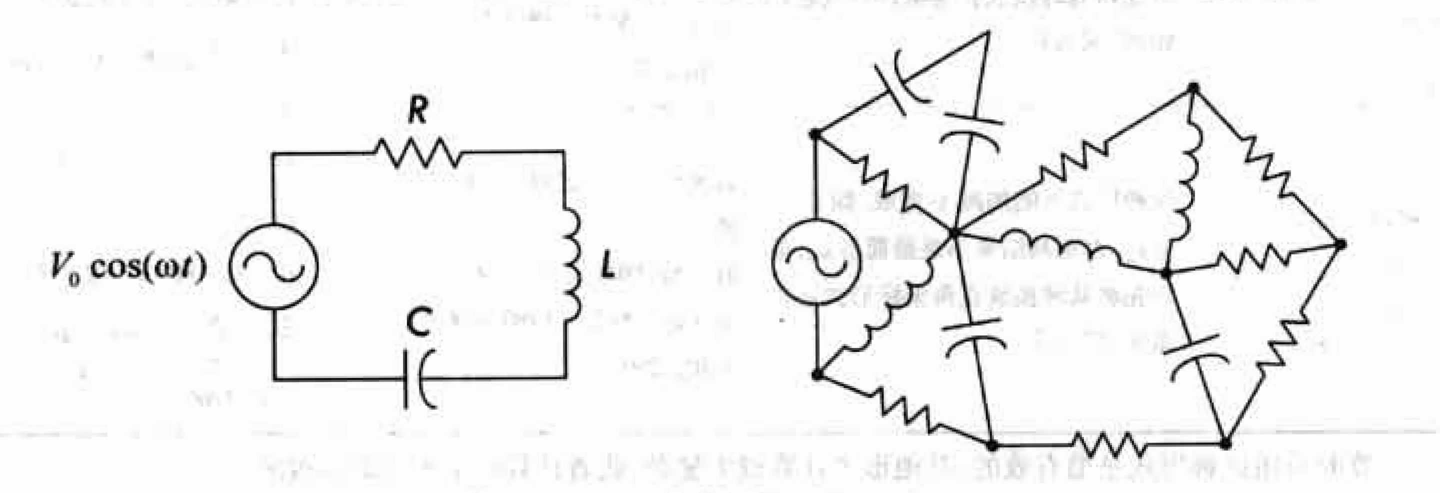


图 2.157　正弦激励的线性电路

应用基尔霍夫电压定律分析两个电路中较简单的一个电路,电路方程为:

$$V_0\cos(\omega t)=IR+L\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{C}\int I\mathrm{d}t$$

对上式求导得

$$L\frac{\mathrm{d}^2I}{\mathrm{d}t^2}+R\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t}+\frac{1}{C}I=-\omega V_0\sin(\omega t)$$

上式为二阶线性非齐次常微分方程,如前所述,可以通过参数变换或待定系数法来求得方程的解,将求得的电流代入电阻、电容、电感的电压、电流关系方程中,即可求出各元件的电压。但本例中电流的求解并不容易,需要做繁杂的数学运算。

至此,似乎问题还不算太复杂。但若考虑图 2.157 中较复杂的电路,应用基尔霍夫电压和电流定律,对电路中的回路和节点建立系统的微分方程,所涉及的数学问题更复杂了,求解的过程也更困难了。

在被这些微分方程难倒之前,我们学习一种变换法,这种方法应用了复阻抗的概念和复数运算,完全免去了微分方程的求解。

2.27.1 用复阻抗分析正弦电路

为了方便地求解正弦电路问题,可以通过一种方法,将电容和电感看做是特殊类型的电阻,这样,使任何含有电阻、电容和电感电路的分析方法都与电阻电路的分析方法相同,而且可以直接应用前面所提到过的直流电路的定律和理论。虽然,这种方法应用起来很简单,但是隐含在方法中的理论还是有一定的难度的。若你没有时间来学习该理论,建议跳过本节内容,记住重要的结论即可。下面介绍复阻抗的概念。

在一个复杂的、线性的、正弦电源激励的电路中,所有的电压和电流都是正弦量,且与正弦电压源同频率变化,这是物理性质所决定的。在任何时刻,电压和电流的幅值都与电压源幅值成正比,而电压和电流波形相对于电压源波形产生了相位差。这一现象是由电容器和电感的电容效应及电感效应造成的。

利用正弦电路的电压和电流都是同频率的正弦量这一特点,可以得出避免求解微分方程的数学方法来分析电路。该方法用到叠加原理,叠加原理指出:在具有多个正弦电源的线性电路中,任一支路上的电流等于各电源单独作用时产生的电流之和。利用基尔霍夫定律可以证明叠加原理,把基尔霍夫定律应用

于线性电路将得到一组线性方程,把线性方程组简化为仅含一个未知量的单个方程,若未知量是支路电流,则支路电流可写成具有适当系数的各电源项的叠加。图 2.158 为正弦波的叠加。

也就是说,可以不必去计算电路中与时间有关的未知电流或电压,因为它们的形式始终都是 $\cos(\omega t+\phi)$,因此,只需计算峰值(或 RMS 值)以及相位角,再应用叠加原理即可。为了描述电流、电压和应用叠加原理,显然要用 sin 或 cos 函数,要涉及幅值、相位角和频率,但是,在加、减、乘、除的混合运算程中,对遇到的含有正弦和余弦项的复杂表达式,需要用三角函数法则和恒等式把解答转化为容易理解的函数形式,这些描述电路中电压、电流的幅值和相位角的计算过程现在可以用复数来取代了。

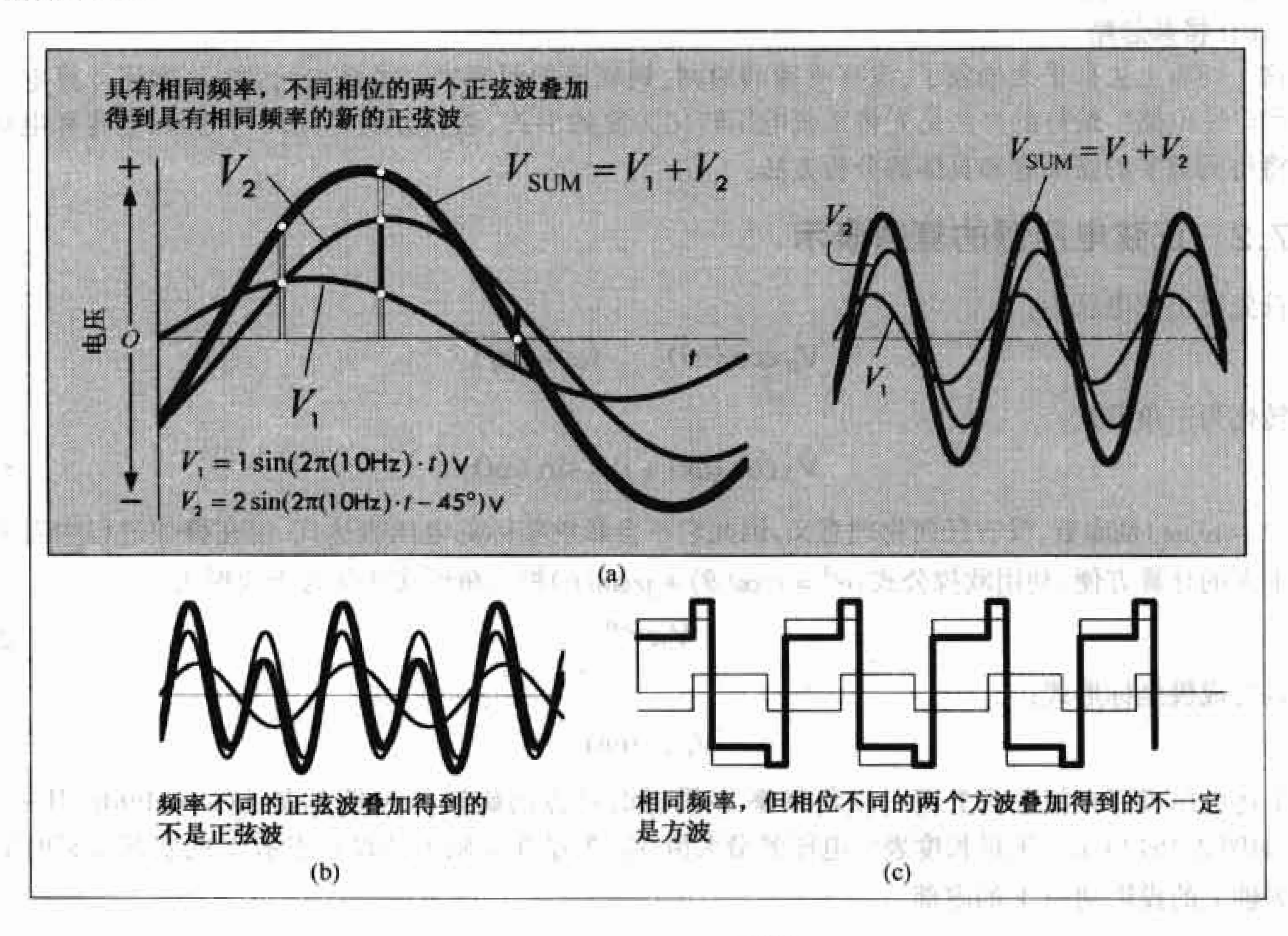


图 2.158 波形的叠加

在图 2.158(a)中显示了两个正弦波及其叠加所形成的同频正弦波,叠加后的正弦波的相位角及幅值发生了偏差。利用这一重要特性,使对含电阻、电容和电感的正弦信号激励的线性电路的分析简化了。注意,若不同频率的波形叠加,形成的波形不是正弦波,如图 2.158(b)所示。同频率的非正弦波(如方波)叠加,如图 2.158(c) 所示,不一定得到相似的波形。

回忆本节介绍的复数以及在复平面上用复数可以表示正弦量的概念,例如,当 θ 从 0°到 360°(或 2π 弧度)范围变化时,复数的三角形式 $z_1=r_1\cos\theta_1+\mathrm{j}r_1\sin\theta_{12}$ 在复平面的轨迹为一圆。若取 z 随 θ 变化的实部画成曲线,将得到正弦波。改变 r 值,便可改变正弦波的幅值。给 θ 乘以一个系数,即可改变正弦波的频率。给 θ 加上一个数值(数值单位可以是度或弧度),就可以与另一同频率的正弦波之间产生相位差。将 ωt($\omega=2\pi f$)换成 θ,把 V_0 换成 r,给 ωt 加上相位差,就得到复数表示的电压源。采用相同的方法也可以表示电流。

与正弦函数相比,复数的好处是可以用多种形式来表达,通过选择其直角坐标形式,三角形式,指数形式(极坐标形式)使叠加过程中的数学计算变得简单了。例如,将复数转化成直角坐标形式后可以很容易地进行加、减运算,转化成指数形式(或极坐标形式)则很容易进行乘、除运算(指数部分可直接进行加或减)。

需要注意的是,电流和电压实际上都是实数,不存在虚数形式的电压和电流。那么,为什么存在虚部?这是因为,当用实部和虚部表示电流和电压时,可以直接引入相位的概念(实部和虚部就像是隐藏在机器内部的复杂零件,从外部看不出它的作用,但确实影响着外部的输出)。也就是说,叠加后的最终结果必须

转换为实数量，即计算结束后必须将复数结果转化为三角形式或指数形式(极坐标形式)并移去虚部。例如，计算出的电压表达式为如下的复数形式：

$$V(t) = 5\ \text{V} + \text{j}\ 10\ \text{V}$$

式中电压为 RMS 值。为了得到实际解答，将以上复数转化为指数形式或极坐标形式：

$$\sqrt{(5.0\ \text{V})^2 + (10.0\ \text{V})^2}\ \text{e}^{\text{j}(63.4°)} = (11.2\ \text{V})\ \text{e}^{\text{j}(63.5°)} = 11.2\ \text{V} \angle 63.5°$$

不论它代表电抗或电阻效应，实际电压值是 11.2 V RMS。若这一结果为最后的计算结果，则相位实际并不重要，往往将其忽略。

这一切看上去似乎太抽象了，没有明确的原则，到底该如何解决这类叠加问题？该如何计算电阻、电容器和电感电路？最好的办法是先将正弦电压转化为复数形式，然后分别将其加到电阻、电容和电感上，从中将得到重要的新概念和具体的分析方法。

2.27.2　正弦电压源的复数表示

首先设正弦电压为：

$$V_0 \cos(\omega t) \qquad (\omega = 2\pi f)$$

将其转化为三角形式：

$$V_0 \cos(\omega t) + \text{j}V_0 \sin(\omega t)$$

式中 $\text{j}V_0\sin(\omega t)$ 是虚数，没有任何物理意义，因此它不会影响实际的电压表达式，但在叠加过程中需要它。为使下面的计算方便，利用欧拉公式：$\text{e}^{\text{j}\theta} = r\cos(\theta) + \text{j}r\sin(\theta)$ 把三角形式转化为指数形式：

$$V_0\text{e}^{\text{j}(\omega t)} \tag{2.67}$$

也可以写成极坐标形式：

$$V_0 \angle (\omega t) \tag{2.68}$$

上述电压可以在复平面上用一以角频率 ω 沿逆时针方向旋转的矢量来表示($\omega = \text{d}\theta/\text{d}t$，其中 $\omega = 2\pi f$)，如图 2.159 所示。矢量长度表示电压的最大值 V_0，矢量在实轴上的投影表示 V 的实部或瞬时值，矢量在虚轴上的投影则为 V 的虚部。

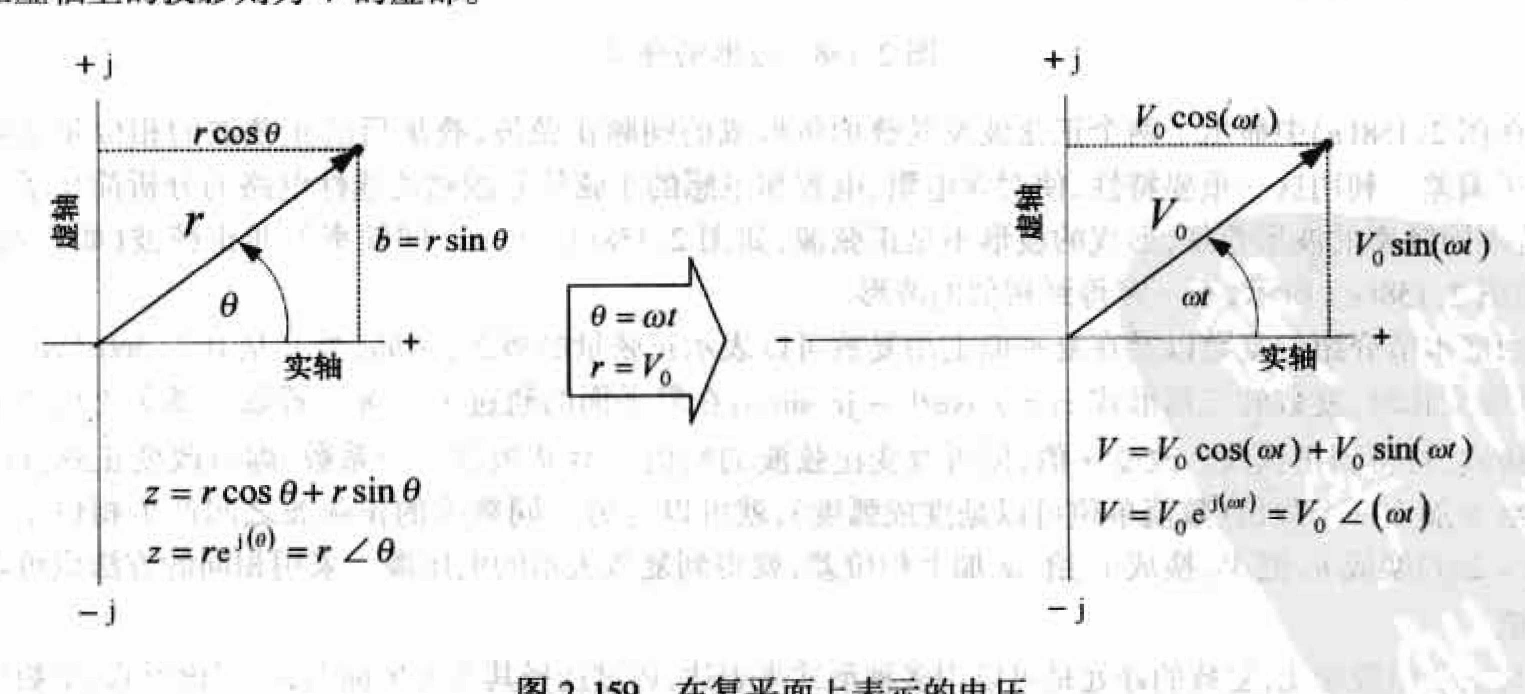


图 2.159　在复平面上表示的电压

有了电压的复数表达式后，将其加到电阻、电容和电感上就可以得到流过每一元件的电流的复数表达式。把 $V_0\text{e}^{\text{j}(\omega t)}$ 代入 $I = V/R$ 中得电阻电流的复数形式，把 $V_0\text{e}^{\text{j}(\omega t)}$ 代入 $I = C\ \text{d}V/\text{d}t$ 中得电容电流的复数形式，把 $V_0\text{e}^{\text{j}(\omega t)}$ 代入 $I = 1/L\int V\text{d}t$ 中得电感电流的复数形式。图 2.160 给出了计算结果。

比较各元件的电流及电压的相位差，得出：

电阻:如图 2.160 所示,电压与电流同相,相位差$\phi=0°$。这一特性也可在复平面上用图表示,即电阻的电压与电流矢量具有相同的辐角,两者都以角频率 $\omega=2\pi f$ 沿逆时针方向旋转。

电容:电流的相位比电压大 +90°,也就是电流超前电压 90°。除非特别说明,一般规定相角差ϕ为从电流矢量指向电压矢量时的角度,当ϕ为正时,电流超前;ϕ为负时,电流滞后。

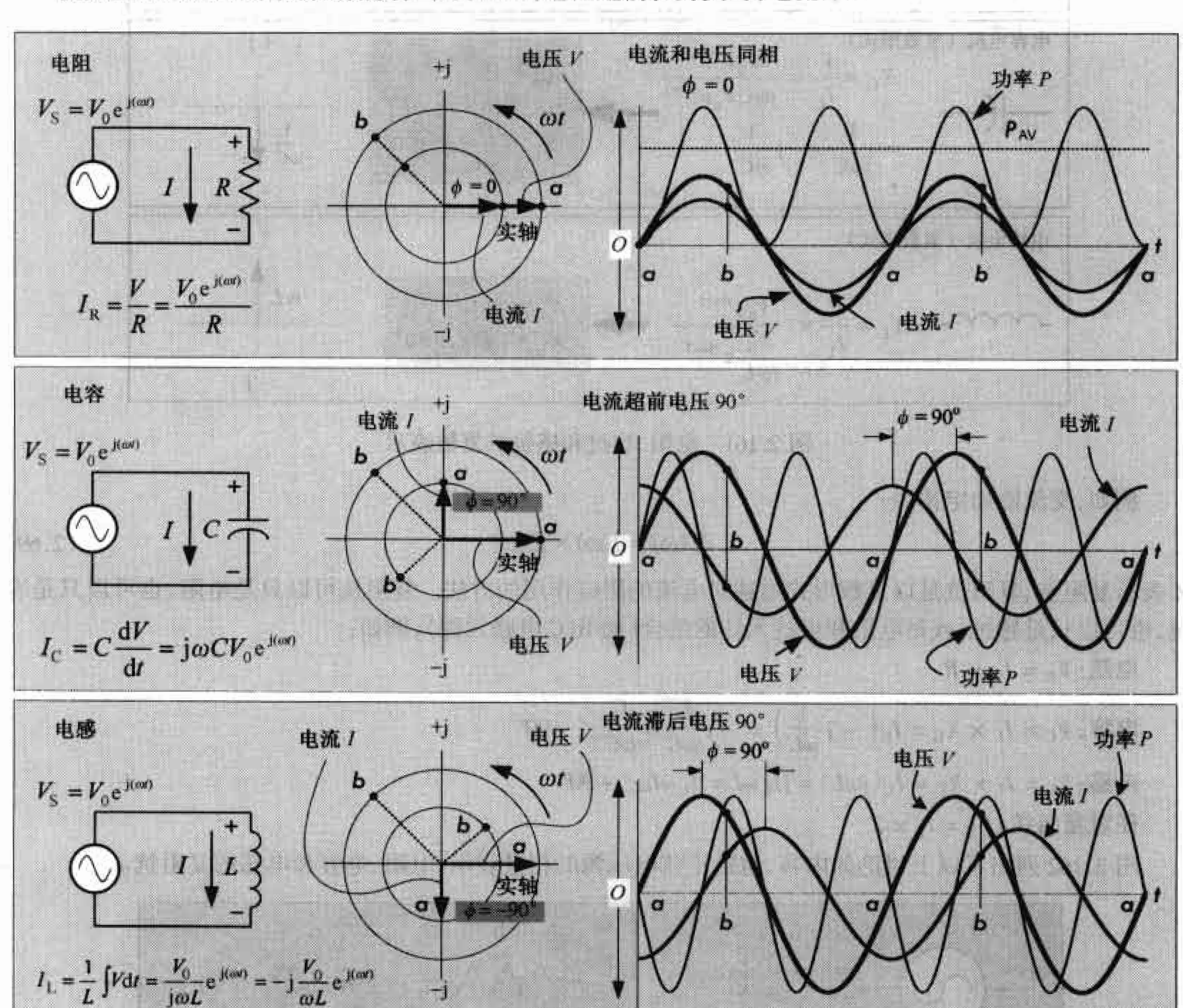


图 2.160 电阻、电容和电感中电压与电流的相位关系

电感:电流的相位比电压大 -90°,也就是电流滞后电压 90°。

我们把这种在复平面上用电压和电流的幅值与相位角表示的图形叫做相量图。其中的"相量"暗示了相位的比较。相量与数学的时间函数不同,相量只是给出了在某一瞬间的相位和幅值。

现在介绍分析交流电路时的一种重要的方法。若将每一元件上的电压除以它的电流,可得图 2.161 所示的结果。

图示表明,$V_0e^{j(\omega t)}$ 项被消去了,得到的是复数形式的电阻、容抗和感抗。要注意的是,表达式仅仅是频率函数,与时间无关。这一方法的优点是避免了求解微分方程。

有了用复数表示容抗和感抗的方法,在正弦激励的电路中,就可以将电容和电感看做是频敏电阻,这是一个很重要的假设。用这些频敏电阻替代直流电路分析中的标准电阻,把直流电源换成正弦电源,在电路分析时把所有的电压、电流、电阻及阻抗均以复数形式给出,然后把这些式子代入欧姆定律、基尔霍夫定律、戴维南定理等电路定理中建立方程,通过复数运算就可以得到方程的解。

电阻（复数形式）

$$R=\frac{V}{I}=\frac{V_0 e^{j(\omega t)}}{(V_0/R)e^{j(\omega t)}}=R \quad\rightarrow\quad R=R,\ R=R\angle 0°$$

电容电抗（复数形式）

$$X_C=\frac{V}{I_C}=\frac{V_0 e^{j(\omega t)}}{j\omega C V_0 e^{j(\omega t)}}=\frac{1}{j\omega C}=-j\frac{1}{\omega C} \quad\rightarrow\quad X_C=-j\frac{1}{\omega C},\ X_C=\frac{1}{\omega C}\angle -90°$$

电感电抗（复数形式）

$$X_L=\frac{V}{I_L}=\frac{V_0 e^{j(\omega t)}}{\frac{V_0}{j\omega L}e^{j(\omega t)}} \quad\rightarrow\quad X_L=j\omega L,\ X_L=\omega L\angle +90°$$

图 2.161　电阻、容抗和感抗的复数表示

例如，交流欧姆定律为：

$$V(\omega)=I(\omega)\times Z(\omega) \tag{2.69}$$

Z 表示复阻抗，复阻抗是以复数形式描述对电流的阻碍作用的方法。复阻抗可以只是电阻、也可以只是容抗，也可以只是感抗，或是电阻和电抗元件的组合(如 RLC 电路元件)，例如：

电阻：$V_R=I_R\times R$

电容：$V_C=I_C\times X_C=I_C\left(-j\frac{1}{\omega C}\right)=-j\frac{I_C}{\omega C}=\frac{I_C}{\omega C}\angle -90°$

电感：$V_L=I_L\times X_L=I_L(j\omega L)=jI_L\omega L=I_L\omega L\angle +90°$

任意复阻抗：$V_Z=I_Z\times Z$

图 2.162 列出了以上讨论的内容，包括正弦电压源的相量表示、电阻、电容和电感的复阻抗。

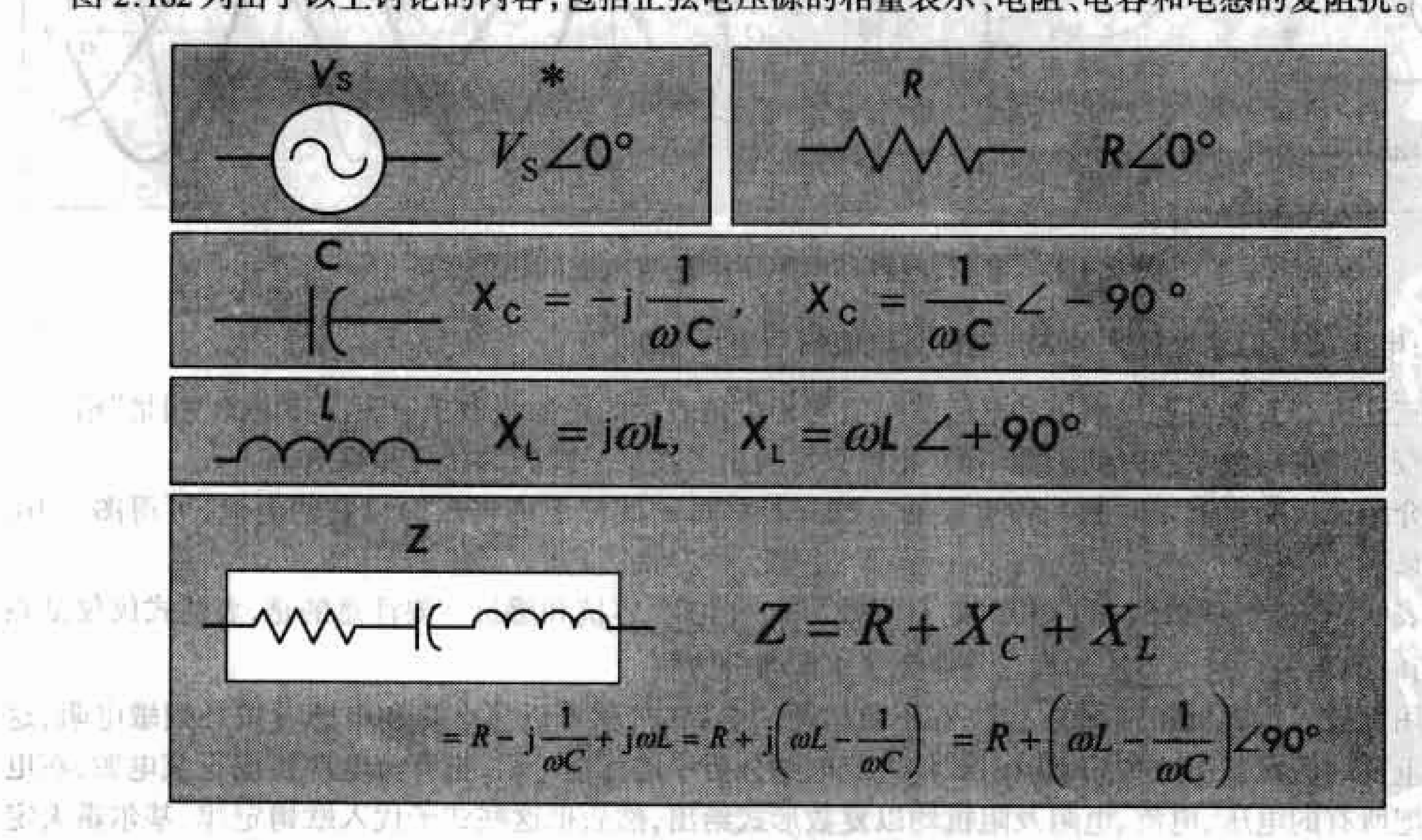


图 2.162　相量表示的电阻、电容和电感的复阻抗

将复阻抗看做是频敏电阻,由串联电阻公式,可求得串联复阻抗的等效复阻抗为:

$$Z_{tot} = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \cdots + Z_N \text{ ,}N\text{ 个复阻抗串联} \tag{2.70}$$

同样,直流分压电路现在变为交流分压电路(参见图 2.163):

$$I(t) = \frac{V_{in}(t)}{Z_{tot}}$$

$$V_1(t) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_{in}(t)$$

$$V_2(t) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_{in}(t)$$

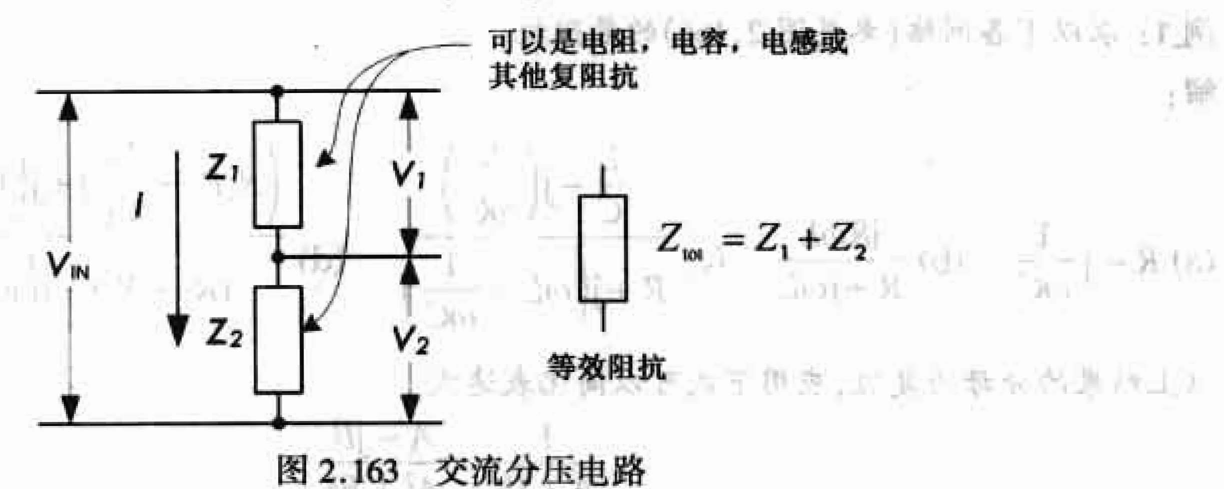


图 2.163 交流分压电路

多个复阻抗并联,其等效阻抗的表达式为:

$$Z_{tot} = \frac{1}{1/Z_1 + 1/Z_2 + 1/Z_3 + \cdots + 1/Z_N} \text{ ,}N\text{ 个复阻抗并联} \tag{2.71}$$

$$Z_{tot} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad \text{两个复阻抗并联} \tag{2.72}$$

对应的交流分流电路为(参见图 2.164):

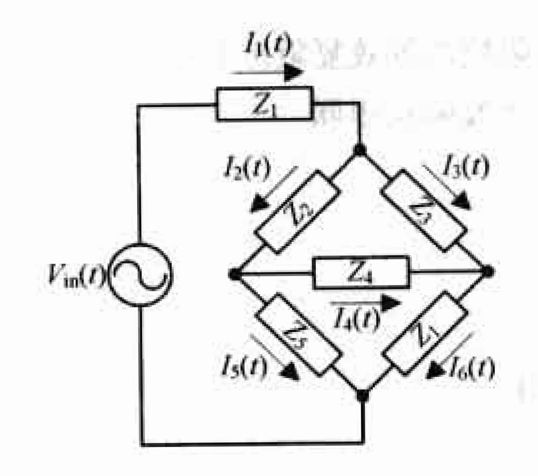
$$I_{IN}(t) = \frac{V_{IN}(t)}{Z_{tot}}$$

$$I_1(t) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} I_{in}(t) \tag{2.73}$$

$$I_2(t) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} I_{in}(t)$$

图 2.164 交流分流电路

最重要的是,可将复阻抗代入基尔霍夫电压定律建立回路方程来求解多节点的复杂电路问题(参见图 2.165)。



由基尔霍夫电流定律,得如下方程组:

$$I_1(t)=I_2(t)+I_3(t)$$
$$I_2(t)=I_5(t)+I_4(t)$$
$$I_6(t)=I_4(t)+I_3(t)$$

由基尔霍夫电压定律,得如下方程组:

$$V_{in}(t)-I_1(t)Z_1-I_2(t)Z_2-I_5(t)Z_5=0$$
$$-I_3(t)Z_3+I_4(t)Z_4+I_2(t)Z_2=0$$
$$-I_6(t)Z_6+I_5(t)Z_5-I_4(t)Z_4=0$$

图 2.165 应用基尔霍夫定律求解复杂电路

例 1:求以下各网络(参见图 2.166)的复阻抗。

解:

(a) $R-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega C}$ (b) $\dfrac{\mathrm{j}R\omega L}{R+\mathrm{j}\omega L}$ (c) $\dfrac{\dfrac{L}{C}-\mathrm{j}\left(\dfrac{R}{\omega C}\right)}{R+\mathrm{j}\left(\omega L-\dfrac{1}{\omega C}\right)}$ (d) $\dfrac{\left(R_2R_3+\dfrac{L_2}{C_1}\right)+\mathrm{j}\left(R_3\omega L_2-\dfrac{R_2}{\omega C_1}\right)}{(R_2+R_3)+\mathrm{j}\left(\omega L_2-\dfrac{1}{\omega C_1}\right)}$

以上结果的分母为复数,应用下式可以简化表达式

$$\frac{1}{A+\mathrm{j}B}=\frac{A-\mathrm{j}B}{A^2+B^2}$$

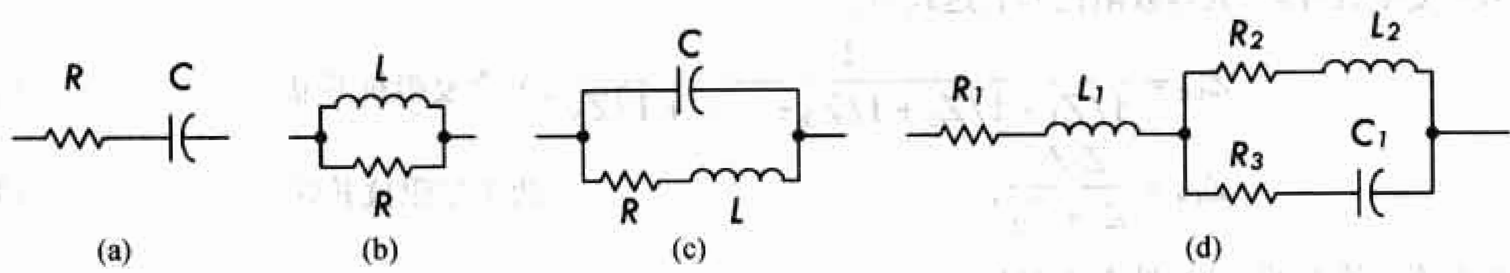


图 2.166 例 1 的示例电路

例 2:把例 1 中网络(a)和(c)的结果用极坐标形式表示。

解:

(a) $\sqrt{R^2+\left(\dfrac{1}{\omega C}\right)^2}\angle\tan\left(-\dfrac{1}{R\omega C}\right)$。

(c) $Z_{tot}=\dfrac{\sqrt{(L/C)^2+[R/(\omega C)]^2}}{\sqrt{R^2+[\omega L-1/(\omega C)]^2}}\angle\left\{\arctan\left[\dfrac{R/(\omega C)}{L/C}\right]-\arctan\left[\dfrac{\omega L-1/(\omega C)}{R}\right]\right\}$

以上例子表明,若一开始不把变量用具体数据代入,得到的结果将是非常繁杂的数学表达式。但是求出复阻抗并用它来分析交流电路比起将电阻、电容和电感的特性方程代入到基尔霍夫定律,然后求解微分方程来说要简单得多。

例 3:图 2.167 为 RL 串联电路,由一个 12 VAC(RMC),60 Hz 的电源激励,已知:$L=265$ mH,$R=50\ \Omega$,求 I_S、I_R、I_L、V_R、V_L 和视在功率、有功功率、无功功率及功率因数。

首先,计算感抗:

$$X_L=\mathrm{j}\omega L=\mathrm{j}(2\pi\times 60\ \mathrm{Hz}\times 265\times 10^{-3}\ \mathrm{H})=\mathrm{j}\ 100\ \Omega$$

由于电阻与电感串联,因此,直接用直角坐标形式进行复数相加:

$$Z=R+X_L=50\ \Omega+\mathrm{j}100\ \Omega$$

其极坐标形式为：

$$Z=\sqrt{50^2+100^2}\angle\arctan\left(\frac{100}{50}\right)=112\ \Omega\angle 63.4°$$

即，阻抗为实数，其值为 112 Ω，复阻抗的实部为电阻值，虚部为感抗值。

利用交流欧姆定律，可求得电流为：

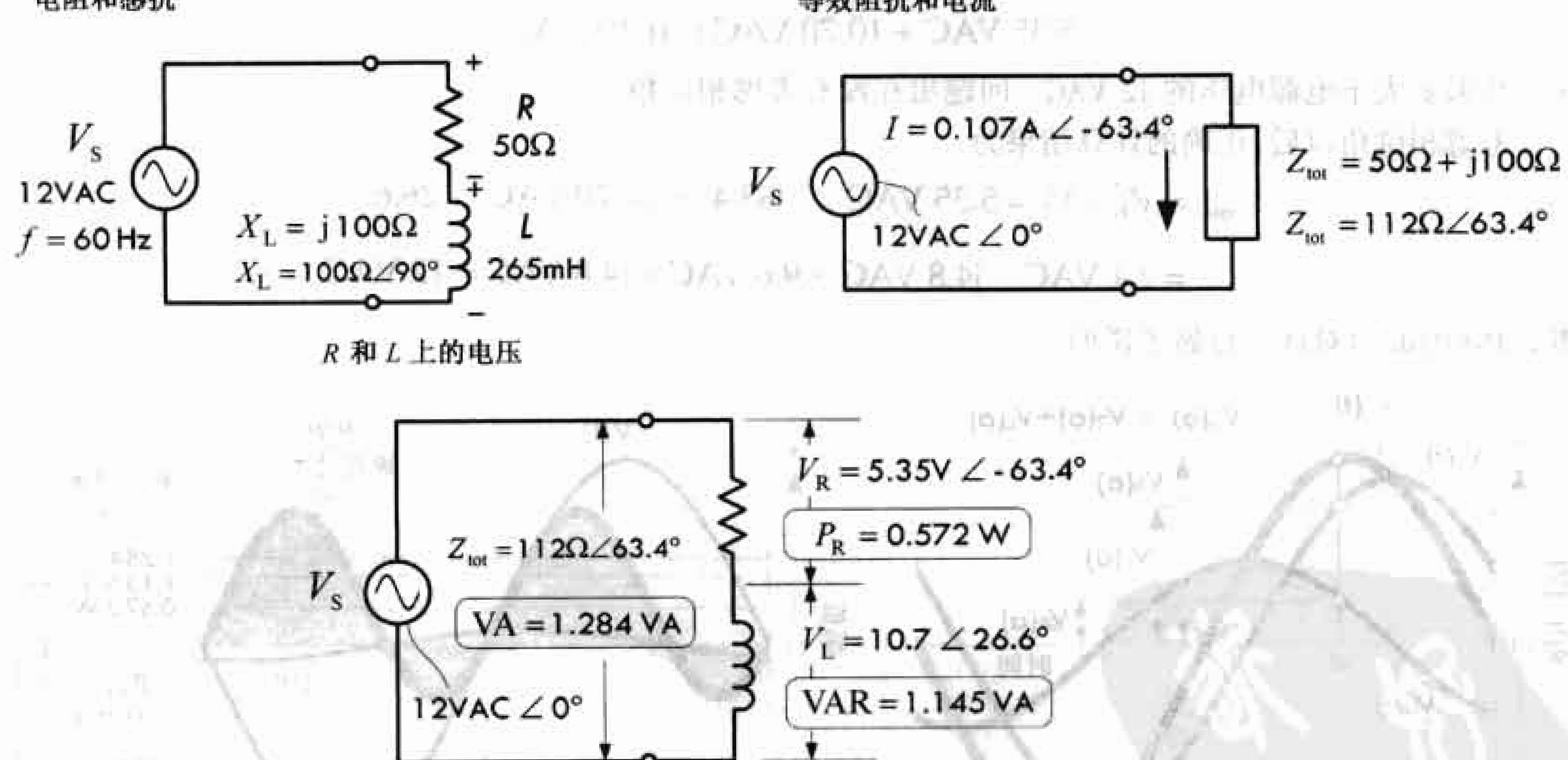
$$I_S=\frac{V_S}{Z_{tot}}=\frac{12\ \text{VAC}\angle 0°}{112\ \Omega\angle 63.4°}=0.107\text{A}\angle -63.4°$$

式中，$-63.4°$表示电流滞后于电源电压或网络总电压 63.4°。由于串联电路中 $I=I_R=I_L$，则利用交流欧姆定律或交流分压公式可求出电阻和电感两端的电压：

$$V_R=I\times R=(0.107\text{A}\angle -63.4°)(50\ \Omega\angle 0°)=5.35\ \text{VAC}\angle -63.4°$$
$$V_L=I\times X_L=(0.107\text{A}\angle -63.4°)(100\ \Omega\angle 90°)=10.7\ \text{VAC}\angle 26.6°$$

注意，以上计算的是 $t=0$ 时刻的值，其初始条件为：$V_S=12\ \text{VAC}\angle 0°$。这两个条件是计算时的必要条件，因为电压值与相位角和幅值是相互联系的，若要画出整个系统随时间变化的精确波形，需将 ωt 代入电源电压表达式，并将有效值乘以 1.414，这样，得到 $V_S=17.0\ \text{V}\angle(\omega t)$，该表达式代表的不是特殊时刻的电源电压，而是描述了电压随时间的连续变化。将该表达式转化为三角形式，并去掉虚部得 $V_S=17.0\ \text{V}\cos(\omega t)$，即可画出电压的波形。若只关心相位，可参照 V_S 的表达式将所有其他电压和电流波形都写成三角形式，再加入各自的峰值和相位角，如图 2.167 下方等式所示。





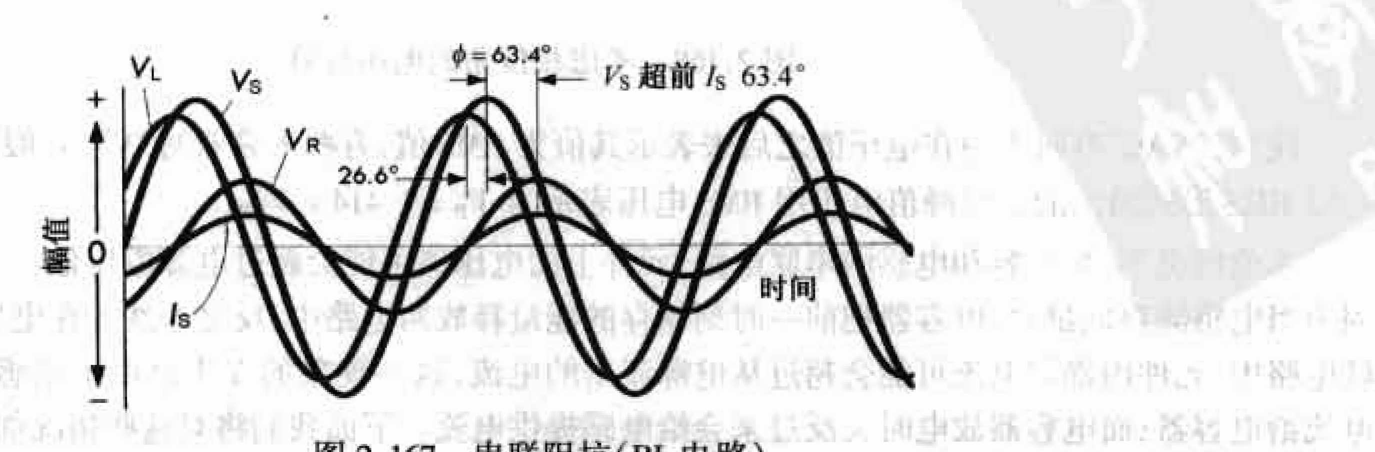


图 2.167　串联阻抗（RL 电路）

$$V_S(t) = 17.0\text{V}\sin(\omega t)$$
$$V_R(t) = 7.6\text{V}\sin(\omega t - 63.4°)$$
$$V_L(t) = 15.1\text{V}\sin(\omega t + 26.6°)$$
$$I_S(t) = 0.151\text{ A}\sin(\omega t - 63.4°)$$

函数式中的峰值电压和峰值电流等于有效值乘 1.414。

总复阻抗的视在功率为:

$$\text{VA} = I_{\text{RMS}}V_{\text{RMS}} = (0.107\text{A})\times(12\text{ VAC}) = 1.284\text{ VA}$$

电阻上消耗的有功功率为:

$$P_R = I_{\text{RMS}}{}^2R = (0.107\text{A})^2\times(50\,\Omega) = 0.572\text{ W}$$

电感的无功功率为:

$$\text{VAR} = I_{\text{RMS}}{}^2X_L = (0.107\text{A})^2\times(100\,\Omega) = 1.145\text{ var}$$

功率因数(有功功率/视在功率)为:

$$\text{PF} = \frac{P_R}{\text{VA}} = \cos(\phi) = \cos(-63.4°) = 0.45\ \text{滞后}$$

其中ϕ为 V_S 与 I_S 间的相位差。关于视在功率和无功功率将在后面讨论。

2.27.3 电抗电路中的特殊现象

在电抗电路中,能量的循环表现出一种特殊现象。在图 2.167 所举的例子中,似乎基尔霍夫定律不成立,因为电阻和电感电压的代数和为

$$5.35\text{ VAC} + 10.70\text{ VAC} = 16.05\text{ VAC}$$

这一结果要大于电源电压的 12 VAC。问题出在没有考虑相位角。

考虑相位角以后,正确的计算结果为:

$$V_{\text{total}} = V_R + V_L = 5.35\text{ VAC}\angle -63.4° + 10.70\text{ VAC}\angle 26.6°$$
$$= 2.4\text{ VAC} - \text{j}4.8\text{ VAC} + 9.6\text{ VAC} + \text{j}4.8\text{ VAC} = 12\text{ VAC}$$

图 2.168 的波形对这一点做了说明。

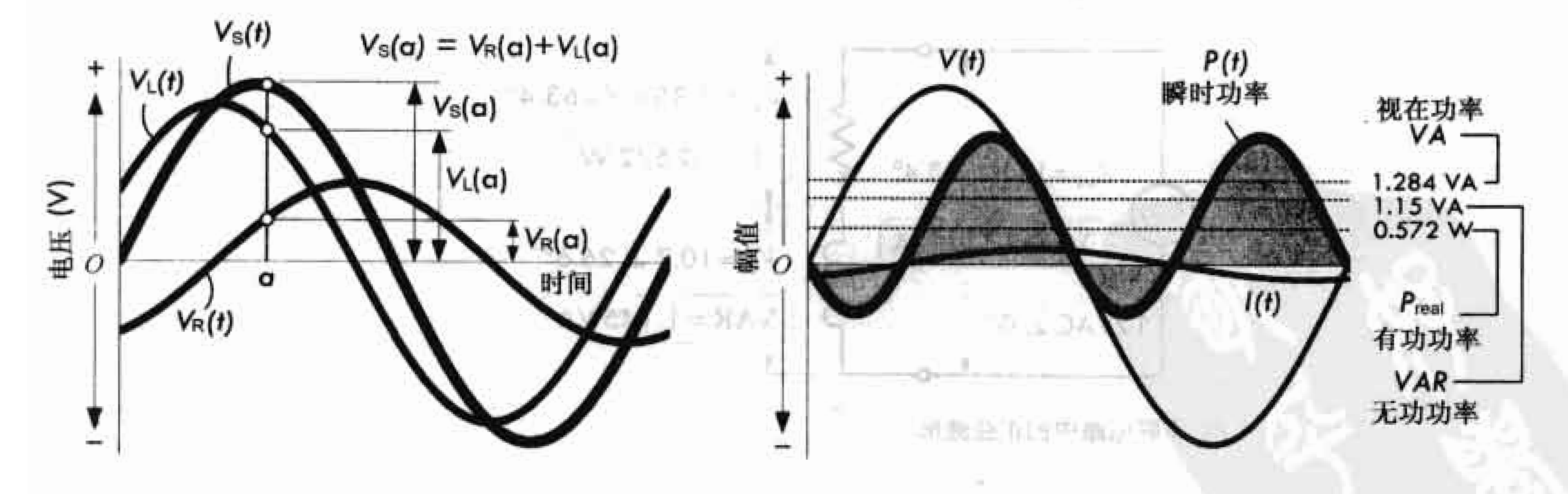


图 2.168 考虑相位角的电压计算

注意:"VAC"有时不写在电压值之后来表示其值为 RMS 值,有些人喜欢写"V",并假设所有正弦电压都是以 RMS 形式给出的。而峰值电压用 RMS 电压表示为 $V_P = 1.414\times V_{\text{RMS}}$。

其他情况下,如电容和电感的串联电路,元件上的电压值可能会超过电源电压值。这种情况的出现是因为当电感储存能量时,电容器把前一时刻储存的能量释放回电路中,反之亦然。在电容和电感支路的并联电路中,元件内部的电流可能会超过从电源流出的电流,这一现象的发生是由于电感磁场的减小,提供电流给电容器;而电容器放电时又反过来会给电感提供电流。下面我们将对这些情况加以介绍。

2.28 交流电路的功率(视在功率,有功功率,无功功率)

在一个含有电阻、电感和电容的复杂电路中,用前面介绍的功率定理:$P = I_{RMS}V_{RMS}$可以确定电路所消耗功率的类型。但必须将 P 换成 VA,称 VA 为视在功率:

$$\mathrm{VA} = I_{RMS}V_{RMS} \quad \text{视在功率} \tag{2.74}$$

如图 2.167 中 RL 串联电路的视在功率为:

$$\mathrm{VA} = I_{RMS}V_{RMS} = (0.107\mathrm{A}) \times (12\ \mathrm{V}) = 1.284\ \mathrm{VA}$$

视在功率 VA 的计算式与一般交流功率的计算式是相同的,之所以用 VA 而不用 P,是因为所计算出的功率值并不只是消耗的有功功率,因此不能用有功功率的单位瓦特表示。为了便于区分各种功率,令视在功率的单位为伏-安或 VA,VA 也恰是计算视在功率的变量的单位(类似于电压变量的单位是 V,为区别变量和单位,变量用斜体字)。实际上,视在功率中同时包含有电阻消耗的功率和无功功率。无功功率不表示功率的消耗,它与电感中储存的磁场能量及电容器中储存的电场能量是相联系的。在交流周期中,当电感的磁场减小或电容器放电时,电感或电容储存的能量又会释放回电路中去。只有当电路为纯电阻电路时,视在功率的单位才是瓦特。

区分视在功率中的有功功率和无功功率的方法是,认为有功功率是电流流过电阻材料的热损耗,因此把交流欧姆定律代入一般功率定理中来定义有功功率:

$$P_R = I_{RMS}^2 R \quad \text{有功功率}$$

对于图 2.167 所示的 RL 串联电路,其有功功率为:

$$P_R = I_{RMS}^2 R = (0.107\mathrm{A})^2 \times (50\ \Omega) = 0.572\ \mathrm{W}$$

注意,有功功率的单位是 W。

为确定电路中电容及电感的无功功率,先给出无功功率的概念。令无功功率为伏-安电抗或 var。把欧姆功率定理中的电阻(或阻抗)部分换成电抗 X 可得无功功率的定义式:

$$\mathrm{VAR} = I_{RMS}^2 X \quad \text{无功功率} \tag{2.76}$$

无功功率与瓦特之间没有任何联系,因而令其单位为 var。

对于图 2.167 所示的 RL 串联电路,其无功功率为:

$$\mathrm{VAR} = I_{RMS}^2 X_L = (0.107\ \mathrm{A})^2\ (100\ \Omega) = 1.145\ \mathrm{var}$$

现在,若认为把无功功率和有功功率相加就是视在功率的话,那么对图 2.167 的 RL 串联电路有:

$$0.572 + 1.145 = 1.717$$

但是,计算求得的视在功率为 1.284 VA,不是 1.717 VA。出现错误的原因是没有考虑相位角而直接进行了阻抗变量的代数运算,这是不正确的(就如不能把电压值代数相加一样)。若考虑相位角,对 RL 串联电路计算得:

$$\mathrm{VAR} = I^2_{RMS}X_L = (0.107\mathrm{A} \angle -63.4°)^2 \times (100\ \Omega \angle 90°) = 1.145\ \mathrm{var} \angle -36.8°$$

$$\mathrm{VAR} = 0.917 - \mathrm{j}0.686\ \mathrm{var}$$

$$P_R = I^2_{RMS} R = (0.107\mathrm{A} \angle -63.4°)^2 \times (50\ \Omega \angle 0°) = 0.573 \angle -126.8°$$

$$P_R = -0.343 - \mathrm{j}0.459\ \mathrm{W}$$

现在把无功功率和有功功率相加,可得正确的视在功率值:

$$\mathrm{VA} = \mathrm{VAR} + P_R = 0.574\ \mathrm{VA} - \mathrm{j}1.145\ \mathrm{VA} = 1.281\ \mathrm{VA} \angle -63.4°$$

为了简化上述计算过程,给出以下无功功率、有功功率和视在功率满足的关系式:

$$VA = \sqrt{P_R^2 + VAR^2} \tag{2.77}$$

上式可以用图 2.169 所示的复平面表示，应用此式可以不必考虑相角问题。把上述 RL 串联电路的计算值代入式(2.77)，得有功功率、视在功率以及无功功率的关系式为：

$$1.284 = \sqrt{(0.572)^2 + (1.145)^2}$$

图 2.169 有功功率、视在功率和无功功率的关系

2.28.1 功率因数

另一种表示电路中视在功率和无功功率量值的方法是应用功率因数。电路的功率因数等于电路消耗的功率与视在功率的比值：

$$PF = \frac{P_{consumed}}{P_{apparent}} = \frac{P_R}{VA} \tag{2.78}$$

在图 2.167 的例子中：

$$PF = \frac{0.572\ W}{1.284\ VA} = 0.45$$

功率因数常用百分数表示，本例中为 45%。

功率因数还可以表示为：

$$PF = \cos\phi \tag{2.79}$$

式中ϕ为电压与电流之间的相位差。图 2.167 例子的相位差为 -63.4°，因此：

$$PF = \cos(-63.4°) = 0.45$$

该结果与前面计算相同。

纯电阻电路的功率因数为 100% 或 1，而纯电抗电路的功率因数为 0。

由于功率因数总为正数，所以必须在其后面标“超前”或“滞后”，以表明电压和电流之间的相位关系。图 2.167 例子的功率因数表示有 0.45 的滞后。但是功率因数并不能充分反映所有电路问题，例如，许多交直流功率转换电路可以带动某一性质的大电抗负载，而只能带动相反性质的小电抗负载。

在交流设备中，交流元件一定同时有无功功率和有功功率。例如，与纯电抗负载连接的变压器能够为负载提供电压和电流，流过变压器线圈的电流引起线圈电阻的热损耗 I^2R。

最后要注意的是，还有一个描述无功功率百分比的量，称为无功因数。无功因数的定义式为：

$$RF = \frac{P_{reactive}}{P_{apparent}} = \frac{VAR}{VA} = \sin(\phi) \tag{2.80}$$

图 2.167 的例子中：

$$RF = \frac{1.145\ VA}{1.284\ VA} = \sin(-63.4°) = -0.89$$

例 4：LC 串联电路如图 2.170 所示，已知电压源为 10 VAC(RMS)，频率为 127 323 Hz，$L = 100\ \mu H$，$C = 62.5\ nF$，求 I_S、I_R、I_L、V_L、V_C、无功功率、有功功率、视在功率和功率因数。

$$V_S(t) = 14.1\,V \sin(\omega t)$$
$$V_L(t) = 18.90\,V \sin(\omega t)$$
$$V_C(t) = 4.72\,V \sin(\omega t - 180°)$$
$$I_S(t) = 0.236\ A \sin(\omega t - 90°)$$

其中峰值电压和峰值电流为 RMS 乘以 1.414。

首先计算感抗和容抗：

$$X_L = j\omega L = j(2\pi \times 127\,323\ \text{Hz} \times 100 \times 10^{-6})$$

$$= j\,80\ \Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{\omega C} - j\frac{1}{2\pi \times 127\,323\ \text{Hz} \times 62.5 \times 10^{-9}}$$

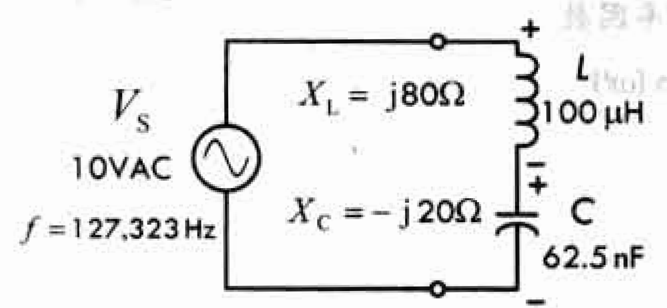
$$= -j20\ \Omega$$

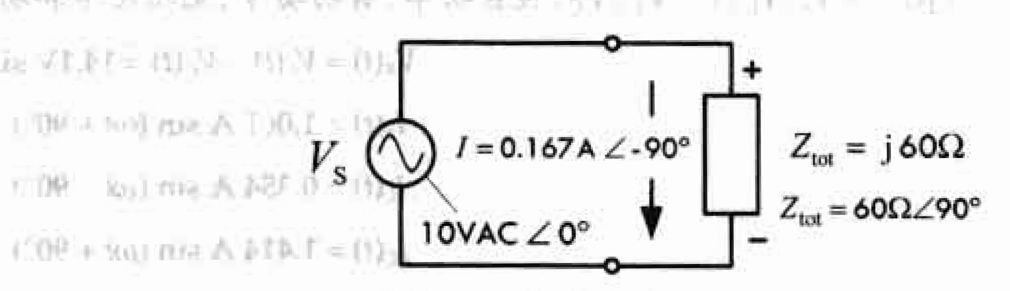
由于电感和电容相串联,因此直接在直角坐标形式下进行复数的加减运算:

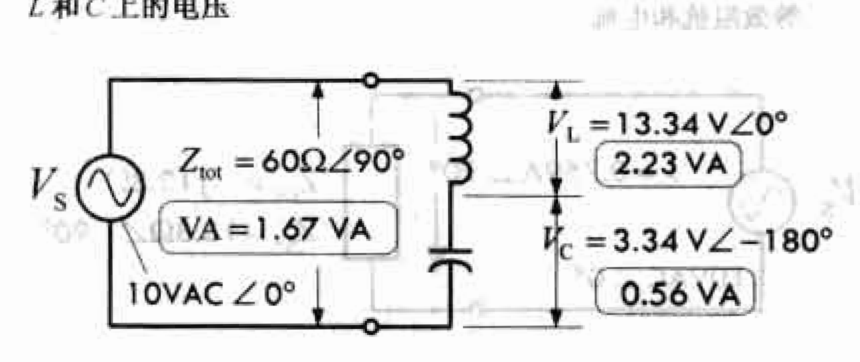
$$Z = X_L + X_C = j80\ \Omega + (-j20\ \Omega) = j60\ \Omega$$

其极坐标形式为 60 Ω∠90°。相位角为 90°表示计算结果为一正虚数,表示阻抗为 60 Ω 的纯电感。









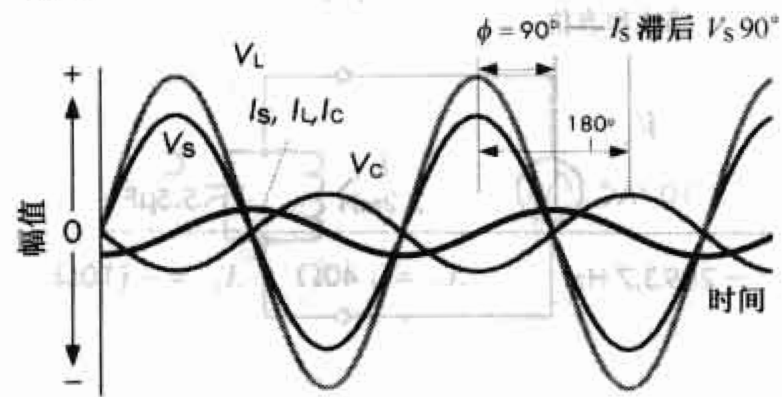


图 2.170 LC 串联电路

应用交流欧姆定律求得电流值为:

$$I_S = \frac{V_S}{Z} = \frac{10\ \text{VAC} \angle 0^\circ}{60\ \Omega \angle 90^\circ} = 0.167\ \text{A} \angle -90^\circ$$

注意,为便于进行除法运算,复阻抗采用极坐标形式 60 Ω∠ 90°。电流的相位角为 −90°表示电源电流滞后于电源电压 90°。而串联电路中 $I_S = I_L = I_C$。

应用交流欧姆定律(或交流电压分压公式)可求得电感和电容上的电压:

$$V_L = I_S \times X_L = (0.167\ \text{A} \angle -90^\circ) \times (80\ \Omega \angle 90^\circ) = 13.36\ \text{VAC} \angle 0^\circ$$

$$V_C = I_S \times X_C = (0.167\ \text{A} \angle -90^\circ) \times (20\ \Omega \angle -90^\circ) = 3.34\ \text{VAC} \angle -180^\circ$$

注意,电感上的电压值比电源电压大;电容在放电时给电感提供电流。

若要将上述式子转换为连续函数,可将所有的 RMS 值(×1.414)转换为峰值,给相位角加上 ωt,然后转换成三角形式,并删去虚部。所得结果是用 cos 函数表示的,也可以用 sin 函数表示,两者没有实质的不同,其方程和波形图参见图 2.170。

总阻抗的视在功率为:

$$VA = I_{RMS} V_{RMS} = (0.167\ \text{A}) \times (10\ \text{VAC}) = 1.67\ \text{VA}$$

电路消耗的有功功率为:

$$P_R = I_{RMS}^2 R = (0.167\ \text{A})^2 \times (0\ \text{VAC}) = 0\ \text{W}$$

电感和电容的无功功率为：

$$\text{VAR}_L = I_{RMS}^2 X_L = (0.167\ \text{A})^2 \times (80\ \Omega) = 2.23\ \text{var}$$

$$\text{VAR}_C = I_{RMS}^2 X_C = (0.167\ \text{A})^2 \times (20\ \Omega) = 0.56\ \text{var}$$

功率因数为：

$$\text{PF} = \frac{P_R}{\text{VA}} = \cos(\phi) = \cos(-90) = 0\ (\text{滞后})$$

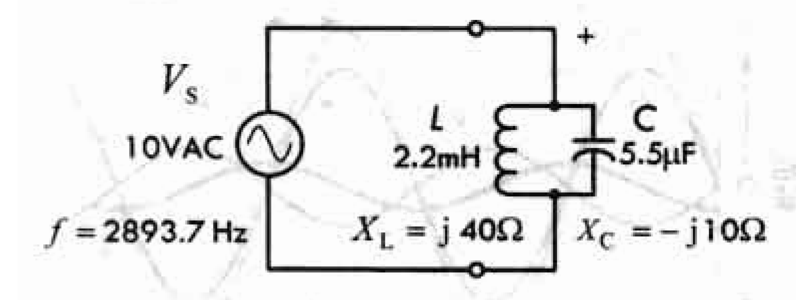
功率因数为 0，表示该电路为纯电抗电路。

例 5：LC 并联电路如图 2.171 所示，已知电源电压为 10 VAC(RMS)，频率为 2893.7 Hz，$L = 2.2$ mH，$C = 5.5$ μF，求 I_S、I_L、I_C、V_L、V_C、视在功率、有功功率、无功功率和功率因数。

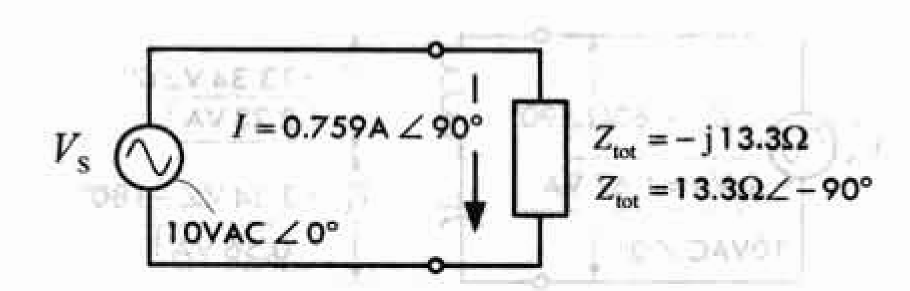
$$V_S(t) = V_L(t) = V_C(t) = 14.1\text{V} \sin(\omega t)$$
$$I_S(t) = 1.061\ \text{A} \sin(\omega t + 90°)$$
$$I_L(t) = 0.354\ \text{A} \sin(\omega t - 90°)$$
$$I_C(t) = 1.414\ \text{A} \sin(\omega t + 90°)$$

其中峰值电压和峰值电流为 RMS 乘以 1.414。

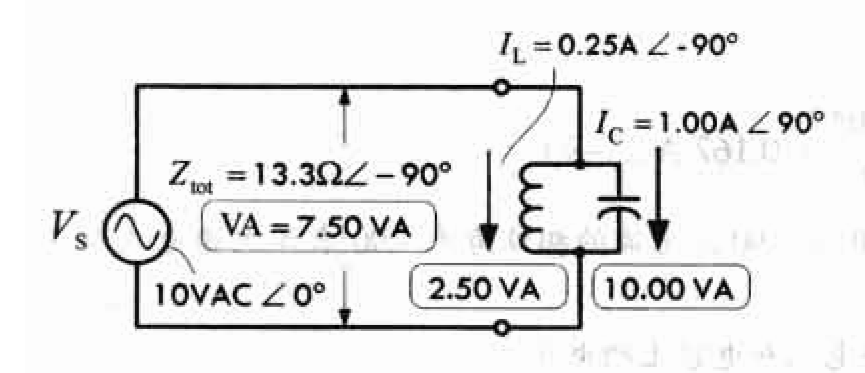
感抗和容抗



等效阻抗和电流



L 和 C 上的电流



LC 并联电路中的正弦波形

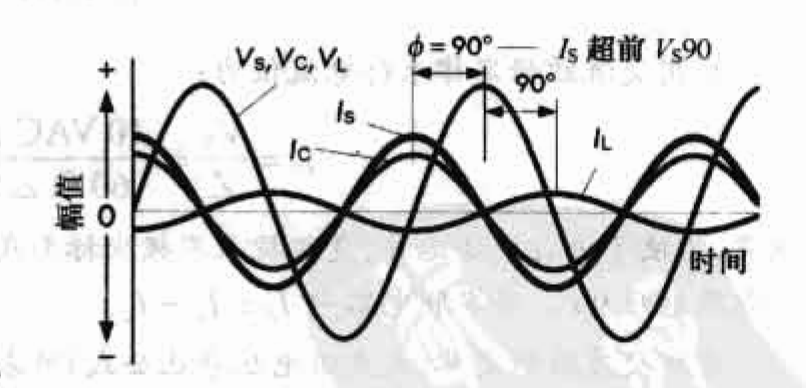


图 2.171 LC 并联电路

首先求出电感和电容的电抗：

$$X_L = j\omega L = j(2\pi \times 2893.7\ \text{Hz} \times 2.2 \times 10^{-3}) = j40\ \Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{\omega C} - j\frac{1}{2\pi \times 2893.7\ \text{Hz} \times 5.5 \times 10^{-6}} = -j10\ \Omega$$

由于电感和电容为并联，因此利用两元件的并联公式，进行复数的乘和加运算：

$$Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C} = \frac{(j40)(-j10)}{j40 + (-j10)} = \frac{400}{j30} = -j13.33\ \Omega$$

(注：j × j = − 1，1/j = − j)

其极坐标形式为 13.33∠-90°，相位角为-90°，表示计算结果为负虚数，表示阻抗为 13.33 Ω 的纯电容。

由交流欧姆定律可求得电流为：

$$I_S = \frac{V_S}{Z} = \frac{10\ \text{VAC} \angle 0°}{13.33\ \Omega \angle -90°} = 0.750\ \text{A} \angle 90°$$

注意，为了便于进行除法运算，复阻抗采用极坐标形式 13.33∠-90°。电流的相位角为 90°表示电流超前于电源电压 90°。而并联电路中有 $V_S = V_L = V_C$。

利用交流欧姆定律或分流公式，可求得每一元件上的电流为：

$$I_L = \frac{V_L}{X_L} = \frac{10\ \text{VAC} \angle 0°}{40\ \Omega \angle 90°} = 0.25\ \text{A} \angle -90°$$

$$I_C = \frac{V_L}{X_C} = \frac{10\ \text{VAC} \angle 0°}{10\ \Omega \angle -90°} = 1.0\ \text{A} \angle 90°$$

注意，电容电流要比电源电流大；随着电感的磁场减小，电感给电容器提供电流。

若要将上述表达式转换为连续函数，可将所有 RMS 值（×1.414）变为峰值，给相位角加上 ωt，然后转换成三角形式，并删去虚部。所得结果是用 cos 函数表示的，也可以用 sin 函数表示，两者没有实质的不同。方程和波形图参见图 2.171。

视在功率为：

$$\text{VA} = I_{RMS}V_{RMS} = (0.750\ \text{A}) \times (10\ \text{VAC}) = 7.50\ \text{VA}$$

电感和电容器的无功功率为：

$$\text{VAR}_L = I_L^2 X_L = (0.25\text{A})^2 \times (40\ \Omega) = 2.50\ \text{var}$$

$$\text{VAR}_C = I_C^2 X_C = (1.00\ \text{A})^2 \times (10\ \Omega) = 10.00\ \text{var}$$

功率因数为：

$$\text{PF} = \frac{P_R}{\text{VA}} = \cos(\phi) = \cos(+90) = 0\ (\text{滞后})$$

功率因数为 0，表示电路为纯电抗电路

例 6：LCR 串联电路如图 2.172 所示，已知电源电压为 1.00 VAC(RMS)，频率为 1000 Hz，$L = 25$ mH，$C = 1$ μF，$R = 1.0$ Ω，求总阻抗 Z、V_L、V_C、V_R、I_S、视在功率、有功功率、无功功率和功率因数。

首先，求感抗和容抗：

$$X_L = j\omega L = j(2\pi \times 1000\ \text{Hz} \times 25 \times 10^{-3}) = j157.1\ \Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{\omega C} = -j\frac{1}{2\pi \times 1000\ \text{Hz} \times 1 \times 10^{-6}} = -j159.2\ \Omega$$

由于电阻、电感和电容相串联，直接利用元件的串联公式，把复数相加得总阻抗：

$$Z = R + X_L + X_C = 1\ \Omega + j157.1\ \Omega - j159.2\ \Omega$$

$$= 1\ \Omega - j(2.1\ \Omega)$$

其极坐标形式为 2.33∠-64.5°，相位角为-64.5°，说明虚部为负值，阻抗是容性的，阻抗值为 2.33 Ω。

由交流欧姆定律，可求得总电流：

$$I_S = \frac{V_S}{Z} = \frac{1.00\ \text{VAC} \angle 0°}{2.33\ \Omega \angle -64.5°} = 0.429\ \text{A} \angle 64.5°$$

注意，为了便于进行除法运算，复阻抗采用极坐标形式 2.33∠-64.5°。电流的相位角为 64.5°，表示电流超前于电源电压 90°。而串联电路中：$I_S = I_L = I_C = I_R$。

利用交流欧姆定律可求得每一元件上的电压为：

$$V_L = I_S X_L = (0.429\ \text{A} \angle 64.5°) \times (157.1\ \text{V} \angle 90°)$$

$$= 67.40\ \text{VAC} \angle 154.5°$$

$$V_C = I_S X_C$$

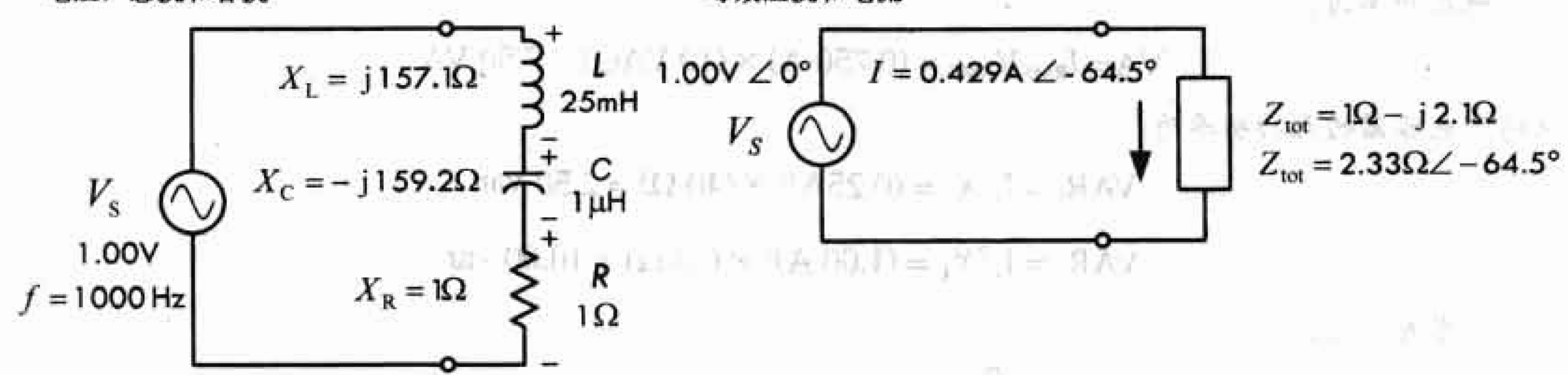
$$= (0.429\ \text{A} \angle 64.5°) \times (159.2\ \text{V} \angle -90°)$$

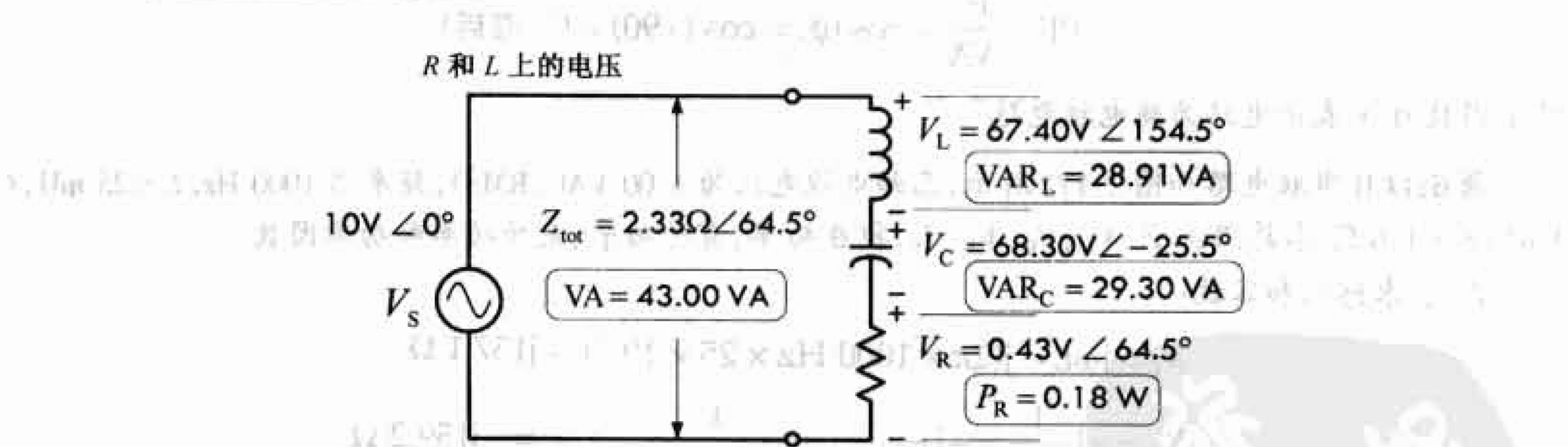
$$= 68.30\ \text{VAC} \angle -25.5°$$

$$V_R = I_S R = (0.429\ \text{A} \angle 64.5°) \times (1\ \Omega \angle 0°)$$

$$= 0.429\ \text{VAC} \angle 64.5°$$

注意,在这个特定的相位点,电感和电容上的电压比电源电压大,当电容器放电时,它将给电感提供电流,而当电感的磁场减小时,电感又给电容提供电流。若要将上述表达式转换为连续函数,可将所有 RMS 值(×1.414)变为峰值,给相位角加上 ωt,然后转换成三角形式,并删去虚部。所得结果是用 cos 函数表示的,也可以用 sin 函数表示,两者没有实质的不同。波形图参见图 2.172。





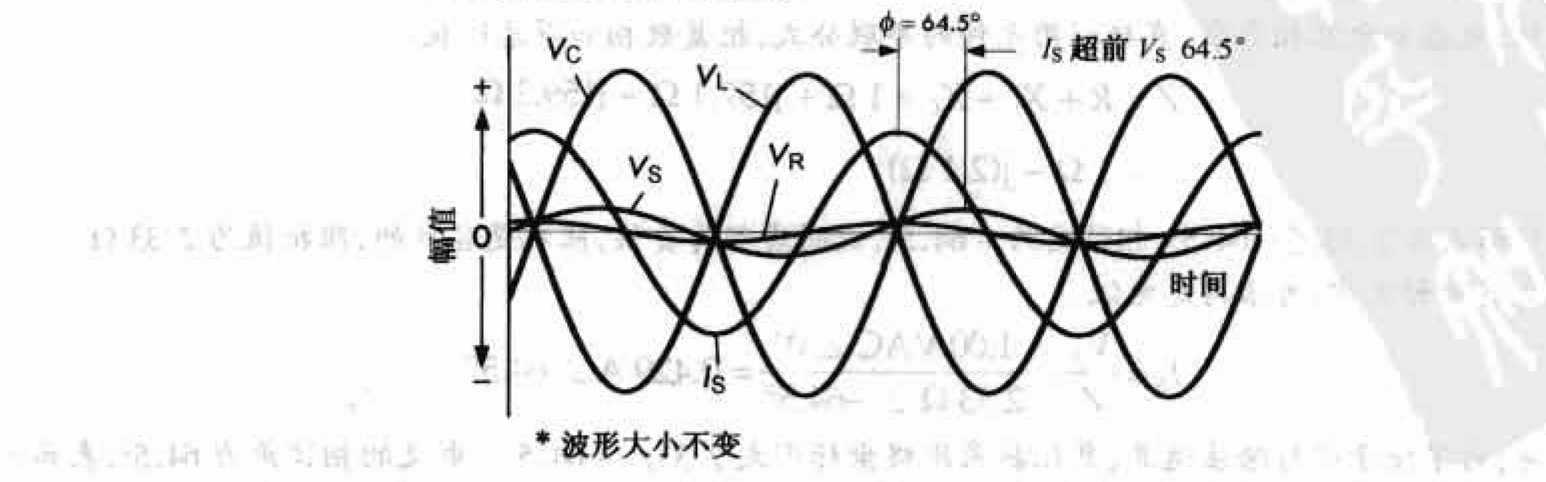


图 2.172 RLC 串联电路

$$V_S(t) = 1.41\,\text{V}\sin(\omega t)$$

$$V_L(t) = 95.32\,\text{V}\sin(\omega t + 154.5°)$$

$$V_C(t) = 96.60\,\text{V}\sin(\omega t - 25.5°)$$

$$V_R(t) = 0.61\,\text{V}\sin(\omega t + 64.5°)$$

$$I_S(t) = 0.607\,\text{A}\sin(\omega t + 64.5°)$$

函数中的峰值电压和峰值电流为 RMS 乘以 1.414。

视在功率为：

$$\text{VA} = I_{\text{RMS}}V_{\text{RMS}} = (0.429\,\text{A}) \times (10\,\text{VAC}) = 4.29\,\text{VA}$$

有功功率或电阻消耗的功率为：

$$P_R = I_S^2 R = (0.429\,\text{A})^2 \times (1\,\Omega) = 0.18\,\text{W}$$

电感和电容的无功功率为：

$$\text{VAR}_L = I_L^2 X_L = (0.429\,\text{A})^2 \times (157.1\,\Omega) = 28.91\,\text{var}$$

$$\text{VAR}_C = I_C^2 X_C = (0.429\,\text{A})^2 \times (159.2\,\Omega) = 29.30\,\text{var}$$

功率因数为：

$$\text{PF} = \frac{P_R}{\text{VA}} = \cos(\phi) = \cos(64.5°) = 0.43\ (\text{超前})$$

由本例可见，电感和电容的 VAR 值非常大。对于实际电路元件，VAR 值是很重要的，尽管无功功率对能量损耗没有贡献，但无功元件的 VAR 对电路是有影响的，如电感和变压器这样的理想无功元件，需要给出它们的额定伏安值，以提供防止元件过热的安全工作极限。其实电感或变压器的内电阻是必须要考虑的。

例 7：RLC 并联电路如图 2.173 所示，已知：电源电压为 12.0 VAC(RMS)，频率为 600 Hz，$L = 1.061$ mH，$C = 66.3\ \mu\text{F}$，$R = 10\ \Omega$，求 Z_{tot}、V_L、V_C、V_R、I_S、视在功率、有功功率、无功功率和功率因数。

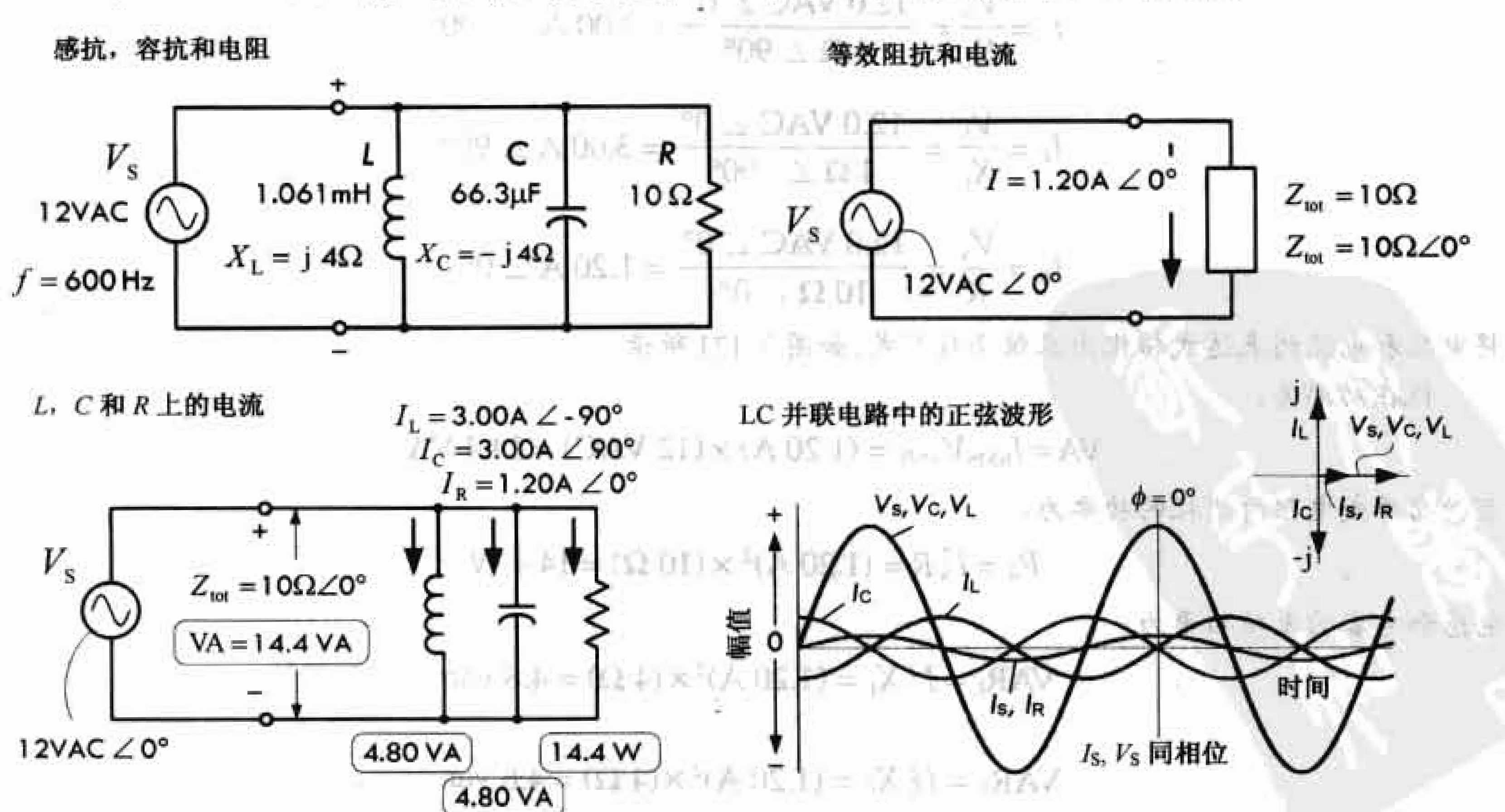


图 2.173 例 7 示例电路

$$V_S(t) = V_L(t) = V_C(t) = V_R(t) = 16.9\text{ V}\sin(\omega t)$$

$$I_S(t) = 1.70\text{ A}\sin(\omega t)$$

$$I_L(t) = 4.24\text{ A}\sin(\omega t - 90°)$$

$$I_C(t) = 4.24\text{ A}\sin(\omega t + 90°)$$

$$I_R(t) = 1.70\text{ A}\sin(\omega t)$$

其中峰值电压和峰值电流为 RMS 乘以 1.414。

首先,求感抗和容抗

$$X_L = j\omega L = j(2\pi \times 600\text{ Hz} \times 1.061 \times 10^{-3})$$

$$= j4.0\ \Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{\omega C} = -j\frac{1}{2\pi \times 600\text{ Hz} \times 66.3 \times 10^{-6}}$$

$$= -j4.0\ \Omega$$

由于电阻、电感和电容相并联,因此直接应用元件的并联公式很容易求出总阻抗:

$$Z_{tot} = \frac{1}{\dfrac{1}{j4\ \Omega} + \dfrac{1}{-j4\ \Omega} + \dfrac{1}{10\ \Omega}} = 10\ \Omega$$

总阻抗是一个实数,使后面的计算变得相当简单,在讨论这类有趣现象之前,先完成解答。

由交流欧姆定律得总电流为:

$$I_S = \frac{V_S}{Z} = \frac{12.0\text{ VAC}\angle 0°}{10\ \Omega\angle 0°} = 1.20\text{ A}\angle 0°$$

上式的相位角为 0,即电源电流与电压同相位。并联电路中 $V_S = V_L = V_C = V_R$。

由交流欧姆定律得流过各元件的电流为:

$$I_L = \frac{V_S}{X_L} = \frac{12.0\text{ VAC}\angle 0°}{4\ \Omega\angle 90°} = 3.00\text{ A}\angle -90°$$

$$I_C = \frac{V_S}{X_C} = \frac{12.0\text{ VAC}\angle 0°}{4\ \Omega\angle -90°} = 3.00\text{ A}\angle 90°$$

$$I_R = \frac{V_S}{R} = \frac{12.0\text{ VAC}\angle 0°}{10\ \Omega\angle 0°} = 1.20\text{ A}\angle 0°$$

将电压和电流的表达式转化为正弦函数形式,如图 2.173 所示。

视在功率为:

$$VA = I_{RMS}V_{RMS} = (1.20\text{ A}) \times (12\text{ VAC}) = 14.4\text{ VA}$$

有功功率或电阻所消耗的功率为:

$$P_R = I_S^2 R = (1.20\text{ A})^2 \times (10\ \Omega) = 14.4\text{ W}$$

电感和电容的无功功率为:

$$VAR_L = I_L^2 X_L = (1.20\text{ A})^2 \times (4\ \Omega) = 4.8\text{ var}$$

$$VAR_C = I_C^2 X_C = (1.20\text{ A})^2 \times (4\ \Omega) = 4.8\text{ var}$$

功率因数为:

$$PF = \frac{P_R}{VA} = \cos(\phi) = \cos(0) = 1$$

功率因数为1，表示电路为纯电阻电路。本例中，出现一种特殊现象，即在LC电路中形成一环流，这种现象只有当频率为谐振频率时才会发生。谐振电路将在后面章节介绍。

2.29 交流电路的戴维南定理

与直流电路的其他定理一样，修改后的戴维南定理也可以用于交流线性电路的分析，交流戴维南定理的内容为：任何包含有电阻，电容和电感的复杂网络都可以等效为一个正弦电压源和一个等效复阻抗的串联。例如，当要求出线性复杂正弦电路中某两点之间的电压，或要求出电路中某元件上的电流和电压时，只需移去该元件，求出戴维南等效电压 $V_{THEV}(t)$，把原正弦电源用短路线替代，求出戴维南等效复阻抗 $Z_{THEV}(t)$，得出戴维南等效电路。图2.174给出了一个含有电阻、电容和电感的复杂电路的戴维南等效电路。下面例题详细说明了戴维南定理的应用。

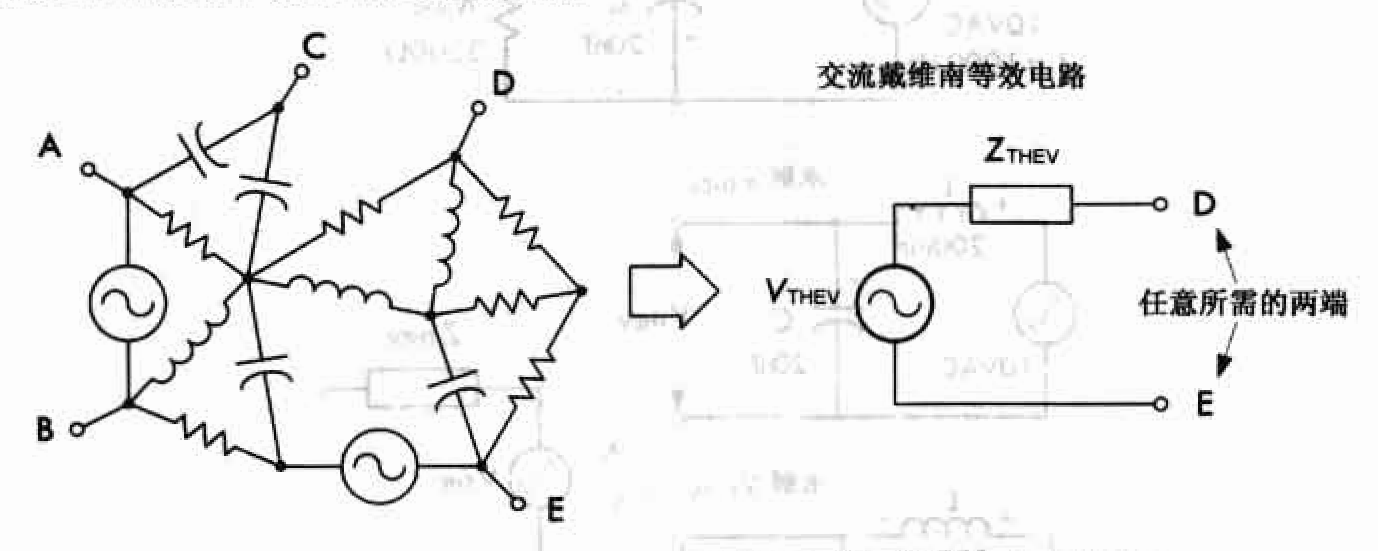


图2.174 含有电阻、电容和电感的复杂电路的戴维南等效电路

例1：求图2.175所示电路中流过电阻的电流。

$$V_S(t) = V_C(t) = 14.1\,\text{V}\sin(\omega t)$$

$$I_R(t) = I_S(t) = 4.64\,\text{mA}\sin(\omega t - 24.3°)$$

其中峰值电压和峰值电流为RMS乘以1.414。

解：首先移去电阻，使电路成为伸出两个端子的黑盒子。再计算容抗和感抗：

$$X_L = j\omega L = j(2\pi \times 1000\,\text{Hz} \times 200 \times 10^{-3}) = j\,1257\,\Omega$$

$$X_C = -j\frac{1}{\omega C} = -j\frac{1}{2\pi \times 1000\,\text{Hz} \times 20 \times 10^{-9}\,\text{F}} = -j7958\,\Omega$$

然后，应用交流电压分压公式，计算开路电压或戴维南等效电压 V_{THEV}：

$$V_{THEV} = V_C = \left(\frac{X_C}{X_C + X_L}\right) \times V_S$$

$$= \left(\frac{-j7958\,\Omega}{-j7958\,\Omega + j1257\,\Omega}\right) \times 10\,\text{VA}$$

$$= \left(\frac{7958 \angle -90°}{6701 \angle -90°}\right) \times 10\,\text{VAC}$$

$$= 11.88\,\text{VAC} \angle 0°$$

把正弦电源短路，等效阻抗 Z_{THEV} 为电容和电感的并联：

$$Z_{THEV} = \frac{X_C \times X_L}{X_C + X_L} = \frac{-j7958\ \Omega \times j1257\ \Omega}{-j7958\ \Omega + j1257\ \Omega}$$

$$= \frac{(7958\ \Omega \angle -90°)(1257\ \Omega \angle 90°)}{6701\ \Omega \angle -90°}$$

$$= \frac{10\,003\,206\ \Omega^2 \angle 0°}{6702\ \Omega \angle -90°}$$

$$= 1493\ \Omega \angle 90° = j(1493\ \Omega)$$

电源电压和电阻电流的正弦波形

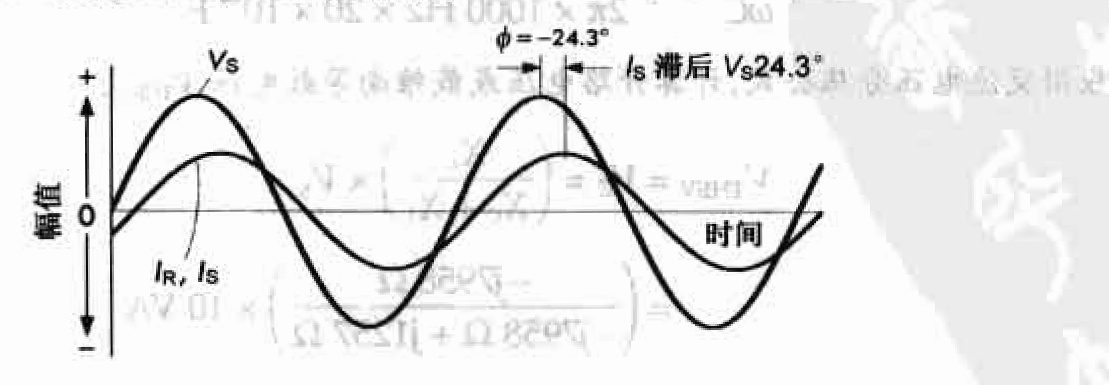


图 2.175 例 1 示例电路

最后,把负载电阻与戴维南等效电路连接,根据 V_{THEV} 和 R 的串联关系,求出总阻抗:

$$Z_{TOT} = R + Z_{THEV} = 3300\ \Omega + j1493\ \Omega$$

$$= 3622\ \Omega \angle 24.3°$$

由交流欧姆定律,求得电流为:

$$I_R=\frac{V_{THEV}}{Z_{TOT}}=\frac{11.88\ \text{VAC}\angle 0^\circ}{3622\ \Omega\angle 24.3^\circ}$$

$$=3.28\ \text{mA}\angle -24.3^\circ$$

复数式说明电阻电流为 0.133 mA,且滞后于电源电压88.7°。

若要把上式转化为时间函数,先给相位角加上 ωt,把 RMS 值改为峰值。如图 2.175 所示。

视在功率,有功功率,无功功率及功率因数为:

$$\text{VA}=I_S^2\times Z_{TOTAL}=(0.003\ 28\ \text{A})^2\times(3622\ \Omega)=0.039\ \text{VA}$$

$$P_R=I_R^2\times R=(0.003\ 28\ \text{A})^2\times(3300\ \Omega)=0.035\ \text{W}$$

$$\text{VAR}=I_R^2\times Z_{THEV}=(0.003\ 28\ \text{A})^2\times(1493\ \Omega)=0.016\ \text{var}$$

$$\text{PF}=\frac{P_R}{\text{VA}}=\cos(\phi)=\cos(-24.3^\circ)=0.91(\text{滞后})$$

2.30 谐振电路

给一个 LC 电路施加正弦电压源,当电源频率为一特殊频率,称为谐振频率时,会发生一些有趣的现象。例如,图 2.176 所示的 LC 串联电路处于谐振角频率 $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ 或等效谐振频率 $f_0=1/(2\pi/\sqrt{LC})$ 的状态下,LC 网络的等效阻抗将趋于 0。即 LC 网络相当于短路,也就是说,流过电源的电流达到最大值,在理想情况下,这个电流将趋于无穷大。但实际上电路中所有元件的内电阻将把电流限制在有限值范围。通过下面的例子可以了解 LC 串联谐振电路的工作原理。

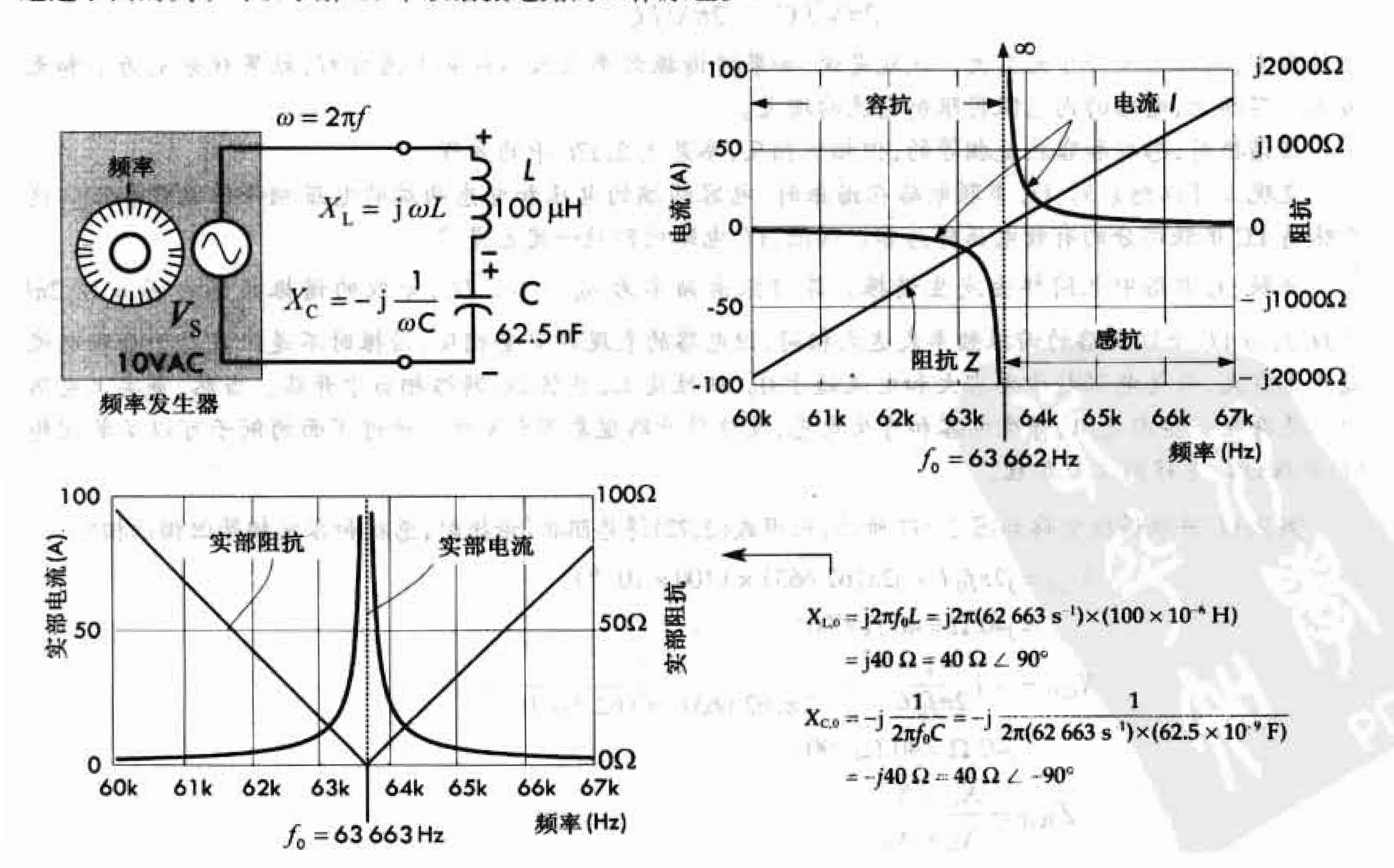


图 2.176 LC 串联谐振电路

例 1:为了了解 LC 串联电路是如何工作的,先求出电路的等效阻抗,与先前的例子不同,此时频率是未知的,所以等效阻抗是一个变量。

$$Z_{TOT} = X_L + X_C$$

$$= j\omega L - j\frac{1}{\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

其极坐标形式为:

$$Z_{TOT} = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\angle 90°$$

注意,任何数除以 0 的反正切是 90°,所以阻抗相位角为 90°。

流过并联阻抗的电流为:

$$I = \frac{V_S}{Z_{TOT}} = 10\ \text{VAC}\angle 0° / \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\angle -90°$$

$$= \left[10\ \text{VAC} / \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right]\angle -90°$$

如果代入 $L = 100\ \mu\text{H}$、$C = 62.5\ \text{nF}$ 和 $\omega = 2\pi f$,不考虑相位角,总阻抗和电流为:

$$Z_{TOT} = 6.28\times 10^{-4} f - \frac{2\,546\,479}{f}\ \Omega$$

$$I = 10\ \text{VAC} / \left[6.28\times 10^{-4} f - \frac{2\,546\,479}{f}\right]\Omega$$

阻抗和电流都是频率的函数,其波形如图 2.176 所示。要注意的是,当频率为谐振频率时:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 63\,663\ \text{Hz}$$

阻抗为零,同时电流趋于无穷大。也就是说,如果将谐振频率代入阻抗和电流方程,结果就分别为零和无穷大。实际上,电路的内电阻将限制电流的增大。

在谐振时,感抗和容抗是相等的,但相位相反,参见图 2.176 中的方程。

直观上可以想象到,LC 串联电路在谐振时,电容两端的电压和电感两端的电压相等但相位相反。这意味着 LC 串联部分的有效电压降为零。因此,LC 电路的阻抗一定也是零。

并联 LC 电路中也同样会发生谐振。其谐振角频率为 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$,等效的谐振频率为 $f_0 = 1/(2\pi/\sqrt{LC})$,与 LC 串联电路的谐振频率表达式相同,但电路的表现却完全相反,谐振时不是阻抗趋于 0 和电流趋于无穷大,而是电阻趋于无穷大和电流趋于 0。从性质上,并联 LC 网络相当于开路。当然,事实上电路中总是存在一些内电阻、寄生电容和寄生电感,使这种开路现象不会发生。通过下面的例子可以了解理想 LC 并联谐振电路的工作原理。

例 2:LC 并联谐振电路如图 2.177 所示,应用式(2.72)得总阻抗(谐振时,感抗和容抗相等但相位相反):

$$X_{L,0} = j2\pi f_0 L = j2\pi(62\,663)\times(100\times 10^{-6})$$

$$= j40\ \Omega = 40\ \Omega\angle 90°$$

$$X_{C,0} = -j\frac{1}{2\pi f_0 C} = -j\frac{1}{2\pi(62\,663\text{s})\times(62.5\times 10^{-9})}$$

$$= j40\ \Omega = 40\ \Omega\angle 90°$$

$$Z_{TOT} = \frac{X_L\times X_C}{X_L + X_C}$$

$$= \frac{(j\omega L)(-j1/\omega C)}{j\omega L - j1/\omega C} = \frac{L/C}{j(\omega L - 1/\omega C)} = -j\frac{L/C}{(\omega L - 1/\omega C)}$$

其极坐标形式为：

$$Z_{TOT}=\frac{L/C}{(\omega L-1/\omega C)}\angle -90^\circ$$

注意，设任何负数除以0的反正切为-90°，得阻抗相位角为-90°。

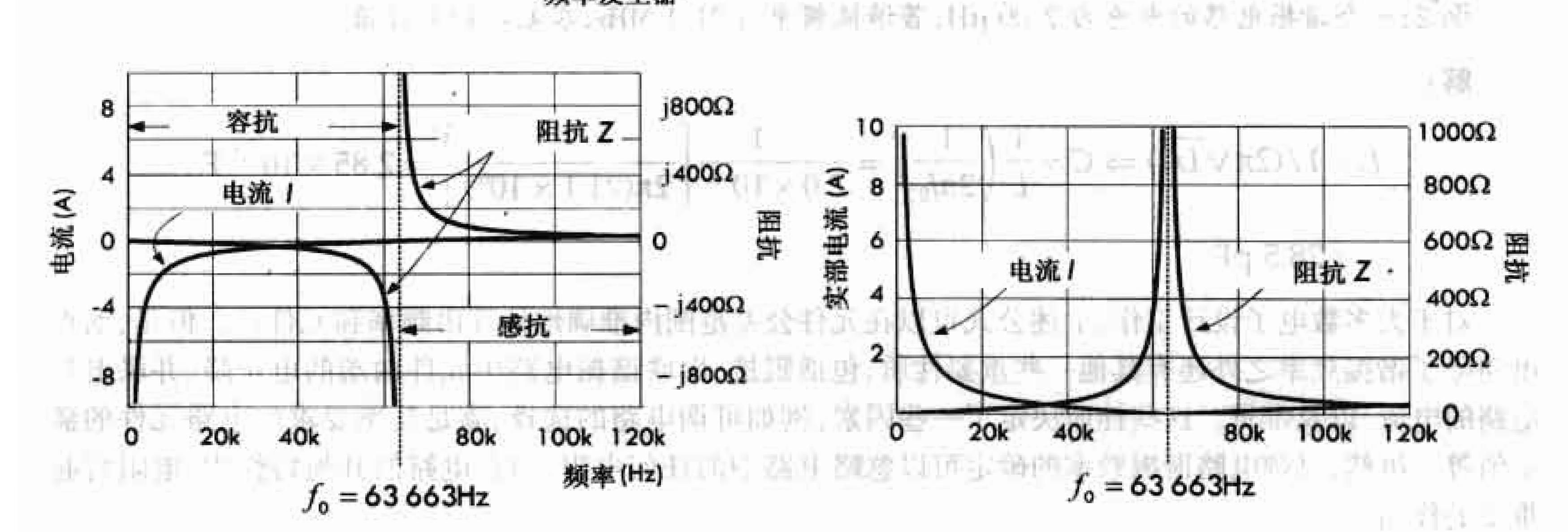


图 2.177　LC 并联谐振电路

流过并联阻抗的电流为：

$$I=\frac{V_S}{Z_{TOT}}$$

$$=10\ \text{VAC}\angle 0^\circ/\frac{L/C}{(\omega L-1/\omega C)}\angle -90^\circ$$

$$=\left[10\ \text{VAC}/\frac{L/C}{(\omega L-1/\omega C)}\right]\angle 90^\circ$$

如果代入 $L=100\ \mu\text{H}$、$C=62.5\ \text{nF}$ 和 $\omega=2\pi f$，不考虑相位角，总阻抗和电流为：

$$Z_{TOT}=1600/\left(6.28\times10^{-4}-\frac{1}{3.92\times10^{-7}}\right)\Omega$$

$$I=0.006\ 25\times\left(6.28\times10^{-4}-\frac{1}{3.92\times10^{-7}}\right)\Omega$$

阻抗和电流都是频率的函数，其波形如图 2.177 所示。要注意的是，当频率为谐振频率时：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=63\ 663\ \text{Hz}$$

阻抗趋于无穷大，同时电流趋于零。也就是说，如果把谐振频率代入阻抗和电流方程，将分别得到无穷大和零的结果。注意，当频率趋于零时，电感为直流短路，电流将趋于无穷大。另一方面，如果频率趋于无穷大，电容相当于短路，电流又将趋于无穷大。事实上，电路的内电阻、寄生电感和寄生电容使电流不会无穷大。

直观上可以想象,在谐振时,由于 C 和 L 的阻抗($X_C = X_L$)和电压($V_C = V_L$)相等,但相位相反,因此,可以推断流过 L 与 C 的电流相等但方向相反。也就是说,流过 L 的电流从电容的上端流入 C,流过 C 后又从电感的下端流入 L。在下一个时刻电流反向,能量沿反方向释放。L 和 C 的作用类似一个振荡器,使同等数量的能量往返振荡。振荡能量的大小取决于 L 和 C 的大小。在 LC 回路中流动的电流称为环流,进一步说,流过电源的电流此时很小,原因是电源没有“感觉到”其两端的电位差。换句话说,如果给 LC 网络施加一个外部电流,将意味着其中的一个元件(L 或 C)的电流大于另一个元件的电流,但谐振发生时,因为流过 L 和 C 的电流相等且流向相反,外施电流的情况不可能实现。

例 1:一个谐振电路的电感为 5.0 μH,电容为 35 pF,求电路的谐振频率。

解:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/[2\pi\sqrt{(5.0\times10^{-6})\times(35\times10^{-12})}] = 12\times10^6\ \text{Hz} = 12\ \text{MHz}$$

例 2:一个谐振电路的电感为 2.00 μH,若谐振频率为 21.1 MHz,求电路的电容值。

解:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \Rightarrow C = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2 = \frac{1}{2.0\times10^{-6}}\left[\frac{1}{2\pi(21.1\times10^6)}\right]^2 = 2.85\times10^{-11}\ \text{F}$$

$$= 28.5\ \text{pF}$$

对于大多数电子设计工作,上述公式可以在元件公差范围内准确地计算出频率和元件值。但是,谐振电路除了谐振频率之外还有其他一些重要性质,包括阻抗、串联谐振电路中元件两端的电压降、并联谐振电路的电流,以及带宽。这些性质决定了一些因素,例如可调电路的选择、满足功率要求的电路元件的额定值等。虽然,可调电路谐振频率的确定可以忽略电路中的任何电阻,但在电路的其他特性中,电阻将起重要的作用。

2.30.1 RLC 电路的谐振

之前的 LC 串联和并联谐振电路都是理想的电路。实际上,元件有内电阻或内阻抗,因此理想电路的谐振响应与观察到的真实谐振响应是有偏差的。大部分实际的 LC 谐振电路中,电感的高频(HF 范围)损耗电阻是不可忽视的。在高频时,电容的损耗电阻很小,可以忽略。下面的例子说明了 RLC 串联电路的工作原理。

实例:先求出 RLC 串联电路的总阻抗:

$$Z_{TOT} = R + X_L + X_C = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}$$

$$= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

其极坐标形式:

$$Z_{TOT} = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}\ \angle\ \arctan\left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}\right)$$

不考虑相位,流过总阻抗的电流为:

$$I = \frac{V_S}{Z_{TOT}} = 10\ \text{VAC}/\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}$$

如果代入 $L = 100\ \mu\text{H}$、$C = 62.5\ \text{nF}$ 和 $\omega = 2\pi f$,电流的频率函数为:

$$I = \frac{10\ \text{VAC}}{\sqrt{25 + (6.28\times10^{-4} - 2\,546\,479/)^2}\ \Omega}$$

代入谐振频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 63\,663\ \text{Hz}$$

与理想 LC 串联谐振电路不同,总电流并不趋于无穷大,而是 $V_S/R = 10\ \text{VAC}/5\ \Omega = 2\ \text{A}$。因此,当谐振时,感抗与容抗相互抵消时,电阻使阻抗不为零。

空载品质因数 Q 是谐振时的电抗除以电阻:

$$Q_U = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}\ \frac{X_{L,0}}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = \frac{40\ \Omega}{5\ \Omega} = 8$$

如图 2.178 所示,谐振时,感抗与容抗相互抵消,阻抗仅由电阻决定。可以推断在谐振时,电流和电压肯定是同相的,这与只有一个电阻的正弦电路相同。但是,当偏离谐振频率(保持元件值不变),由于感抗或容抗的增加,总阻抗将变大。若频率低于谐振频率,容抗占优。低频率时,电容对电流的阻碍作用增强。当频率高于谐振频率时,感抗占优。高频率时,电感对电流的阻碍作用增强。当频率远离谐振频率时,可以看到电阻对电流幅值没有什么影响。

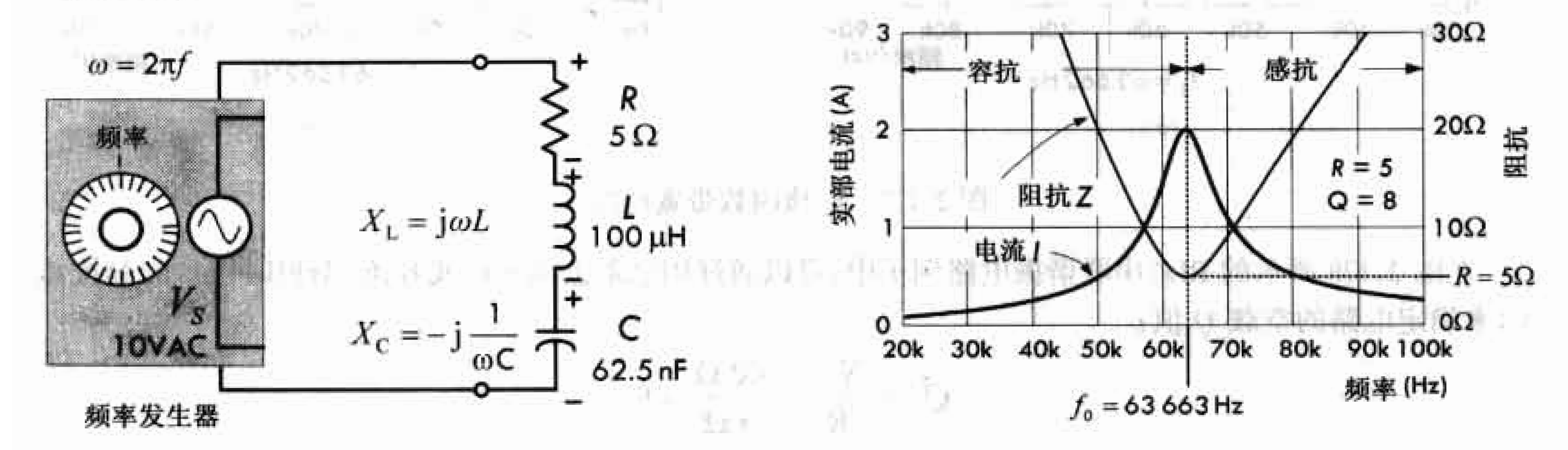


图 2.178 RLC 串联谐振电路

谐振时,感抗和容抗相等但相位相反

$$X_{L,0} = j2\pi f_0 L = j2\pi(62\,663)(100\times10^{-6})$$
$$= j40\ \Omega = 40\ \Omega\angle 90^\circ$$
$$X_{C,0} = -j\frac{1}{2\pi f_0 C} = -j\frac{1}{2\pi(62\,663)(62.5\times10^{-9})}$$
$$= -j40\ \Omega = 40\ \Omega\angle -90^\circ$$

现在观察图 2.178 中的曲线,注意电流曲线有一个尖锋。在电子学中,电流曲线的尖峰是受关注的重要特性。当感抗或容抗的值与电阻值相当时,远离谐振频率,电流会缓慢下降,称这样的曲线或"尖峰"为"宽带"。相反,当感抗或容抗比电阻大很多时,远离谐振频率,电流会迅速下降。称这样的曲线或"尖峰"为"窄带"。一个窄带的谐振电路对谐振频率的响应比接近谐振频率处的响应要大得多。一个宽带的谐振电路对谐振频率附近的一组频率或一个频带的响应几乎都相等。

由此表明,窄带电路是有用的,一个窄带电路有较好的选择性,也就是说,窄带电路表现出对设计频率的信号有很强的响应能力(指电流幅值),而抑制其他频率的信号。另一方面,一个宽带电路应用于要求对频带内所有信号有相同响应的场合,而不是对单一频率有强响应。

接下来,将讨论品质因数和带宽,这是检测 RLC 谐振电路选择性的两个量。

2.30.2 品质因数 Q 值与带宽

前面曾说过,电抗与电阻之比,或存储的能量与消耗的能量之比定义为品质因数 Q 值(Q 值也称为增益,或放大因子)。由此表明,在高频时, RLC 串联电路(R 是元件的内电阻)中电感内阻消耗的能量小于

储存的能量，电感的 Q 值代表谐振电路的 Q 值，因此，Q 值与靠电路输送功率的外部负载无关，可以改称谐振电路的 Q 值为空载 Q 值或电路的 Q_U，如图 2.179 所示。

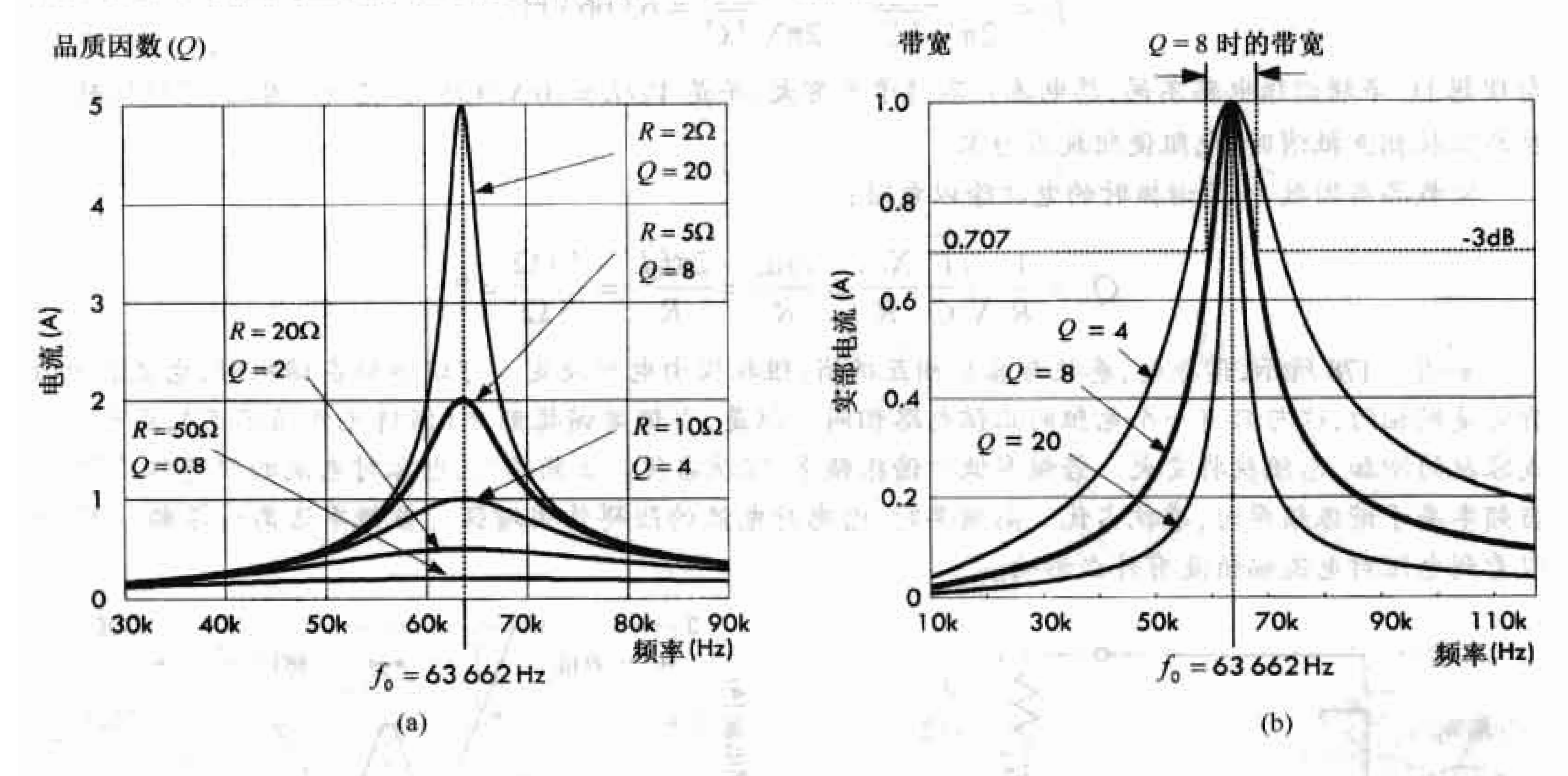


图 2.179 品质因数带宽曲线

在图 2.178 所示的 RLC 串联谐振电路例子中，可以通过用电阻去除感抗或容抗（谐振时感抗和容抗相等）来确定电路的空载 Q 值：

$$Q_U = \frac{X_{L,0}}{R} = \frac{40\ \Omega}{5\ \Omega} = 8$$

$$Q_U = \frac{X_{C,0}}{R} = \frac{40\ \Omega}{5\ \Omega} = 8$$

上式表明，如果增加电阻，空载 Q 值降低，谐振电路的电流谐振响应曲线变宽，如图 2.179 所示。当电阻为 10 Ω、20 Ω 和 50 Ω 时，空载 Q 值分别降为 4、2、0.8。相反，如果使电阻变小，空载 Q 值将增大，谐振电路的电流谐振响应曲线变窄。例如，当电阻减小到 2 Ω 时，空载 Q 值变为 20。图中给出了各种情况时的电流曲线。

2.30.3 带宽

另一种表示串联谐振电路选择性的方法是用称为带宽的量。将图 2.179(a)中品质因数图转换为图 2.179(b)中的带宽图，即把图中的电流轴线变为相对电流轴线，把对应不同 Q 值得曲线簇上移，使所有曲线都具有相同的峰值电流。由于每条曲线的峰值电流相等，因而很容易比较不同 Q 值时电流的变化率以及电抗与电阻的比率。由曲线图可以看到，低 Q 值的电路通过信号的频带宽度要比高 Q 值电路频带宽度宽。为了比较调谐电路，定义带宽为两个频率点之间的频率展开，这两个频率点的电流幅值为最大值的 0.707 倍或者 $1/\sqrt{2}$ 倍。由于电阻 R 消耗的功率与电流的平方成正比，设 R 为常数，则电路在这两频率点处的功率是谐振时最大功率的一半。图中标示了半功率点，或 -3 dB 点。

对于 Q 值在 10 以上的电路，图 2.179 所示的曲线几乎是对称的，此时很容易得到带宽(BW)的计算式：

$$\mathrm{BW} = \frac{f}{Q_U} \tag{2.81}$$

式中 BW 和 f 的单位为赫兹。

例 1：试计算图 2.178 所示的串联谐振电路在 100 kHz 和 1 MHz 时的带宽。

解:

$$BW_1 = \frac{f}{Q_U} = \frac{100\,000\text{ Hz}}{8} = 12\,500\text{ Hz}$$

$$BW_2 = \frac{f}{Q_U} = \frac{1\text{ MHz}}{8} = 125\,000\text{ Hz}$$

2.30.4 RLC谐振电路中元件两端的电压

在RLC谐振电路中,电感或电容两端的电压可以根据交流欧姆定律求得:

$$V_C = X_C I = \frac{1}{2\pi f C} \times I \qquad 和 \qquad V_L = X_L I = 2\pi f L \times I$$

正如我们已知的那样,由于电感与电容存储的电磁能量相互交换,电感与电容的电压可能比电源电压大很多倍。特别对于高 Q 值的电路这一点就更明显了。例如,图2.178的RLC电路谐振时,电容和电感的电压为:

$$V_C = X_C I = 40\ \Omega \angle -90° \times 2\text{ A} \angle 0° = 80\text{ VAC} \angle -90°$$

$$V_L = X_L I = 40\ \Omega \angle +90° \times 2\text{ A} \angle 0° = 80\text{ VAC} \angle +90°$$

把RMS值(×1.414)转换为峰值,电压幅值达113 V。在天线耦合器里可以看到这样的高 Q 值电路,它们的功率很大,可以承受高电抗电压产生的放电。尽管电源电压值在元件的额定电压范围内,但考虑 Q 值大于10的情况时,RLC串联谐振电路在谐振时的电抗电压的近似计算式为:

$$V_X = Q_U V_S$$

2.30.5 电容损耗

频率在30 MHz以内的串联谐振电路中,电容的能量损耗比电感的损耗小得多,但在VHF(30~300 MHz)范围内,电容的损耗可能会影响电路的 Q 值。电容损耗主要来自电容金属板之间固体电介质的泄漏电阻,电感线圈的导线损耗电阻与感抗形成串联关系,而电容的泄漏电阻通常与容抗形成并联关系。如果电容的泄漏电阻大到影响串联谐振电路的 Q 值,则必须将并联泄漏电阻转换成等效串联电阻,然后与电感电阻相加,这个等效串联电阻为:

$$R_S = \frac{X_C^2}{R_P} = \frac{1}{R_P \times (2\pi f C)^2} \tag{2.83}$$

式中 R_P 为泄漏电阻,X_C 是容抗。R_P 与电感内电阻之和构成RLC谐振电路的电阻 R。

实例:在40.0 MHz时,一个10.0 pF电容的泄漏电阻为9000 Ω。求等效串联电阻。

$$R_S = \frac{1}{R_P \times (2\pi f C)^2} = \frac{1}{9\,000\ \Omega \times (6.283 \times 40.0 \times 10^6 \times 10.0 \times 10^{-12})^2} = 17.6\ \Omega$$

计算串联谐振电路的阻抗、电流和带宽时,把串联泄漏电阻与电感线圈的电阻相加,由于集肤效应的缘故(电子聚集在电线的表面),电感电阻随着频率的增大而增大,电容和电感的全部损耗可以极大地减小电路的 Q 值。

例1:一串联谐振电路的损耗电阻为4 Ω,感抗与容抗都为200 Ω,求电路的空载 Q 值。若感抗与容抗都为20 Ω,再求电路的空载 Q 值。

解:

$$Q_{U1} = \frac{X_1}{R} = \frac{200\ \Omega}{4\ \Omega} = 50$$

$$Q_{U2} = \frac{X_2}{R} = \frac{20\ \Omega}{4\ \Omega} = 5$$

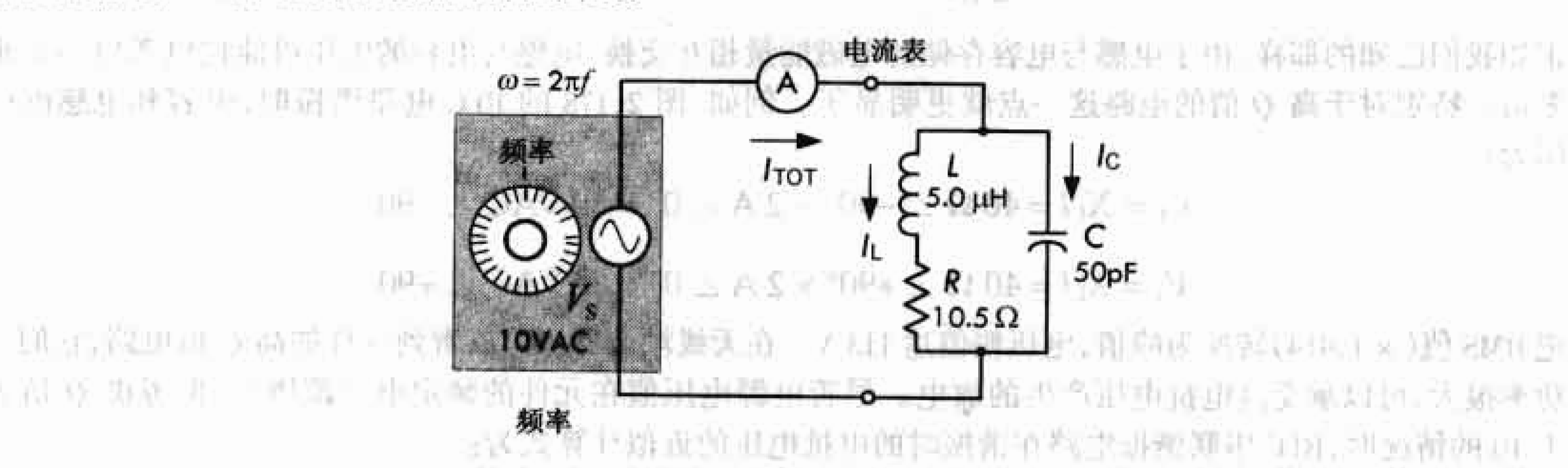
例 2: 一串联谐振电路的工作频率为 7.75 MHz,如果带宽为 775 kHz,求电路的空载 Q 值。

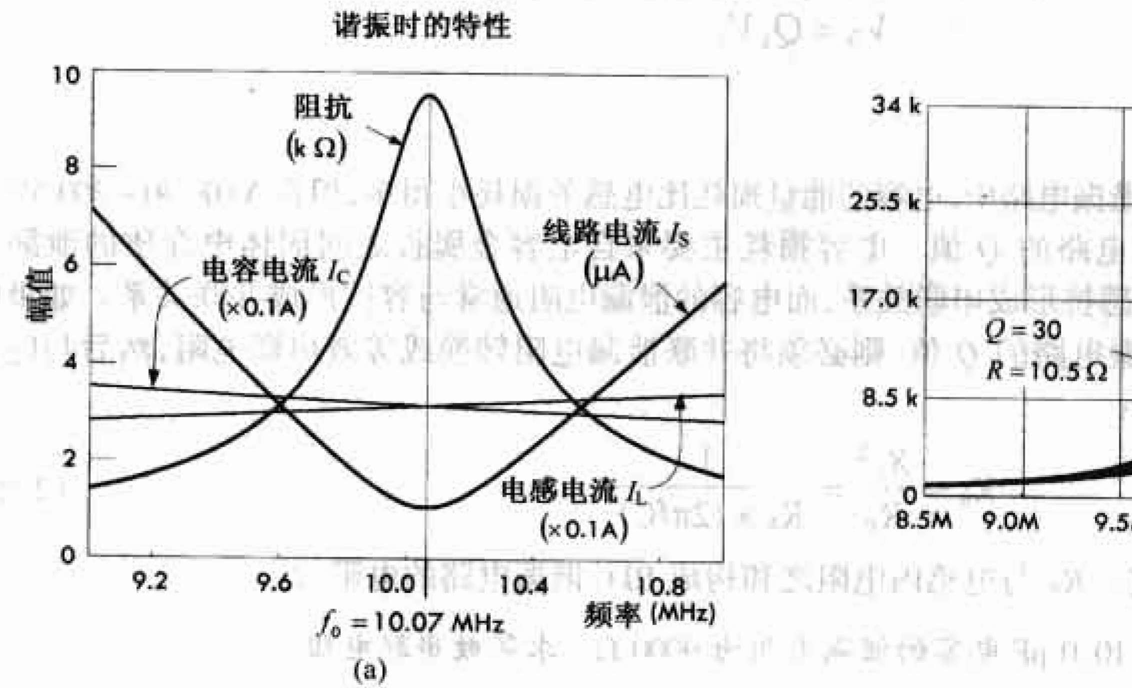
解:

$$Q_U = \frac{f}{BW} = \frac{7.75\ \text{MHz}}{0.775\ \text{MHz}} = 10.0$$

2.30.6 并联谐振电路

虽然串联谐振电路被普遍应用,但仍有相当数量的谐振电路是并联谐振电路。图 2.180 所示的电路为典型的并联谐振电路。与串联谐振电路一样,电感线圈的电阻是主要的功率损耗源,因此在电感支路加一个串联电阻。串联谐振电路的阻抗在谐振时趋于最小值,而并联谐振电路的阻抗在谐振时则趋于最大值,由于这个原因,通常称 RLC 并联谐振电路为反谐振电路或带阻电路(RLC 串联电路为带通电路)。下面实例将描绘 RLC 并联谐振电路的特性曲线。





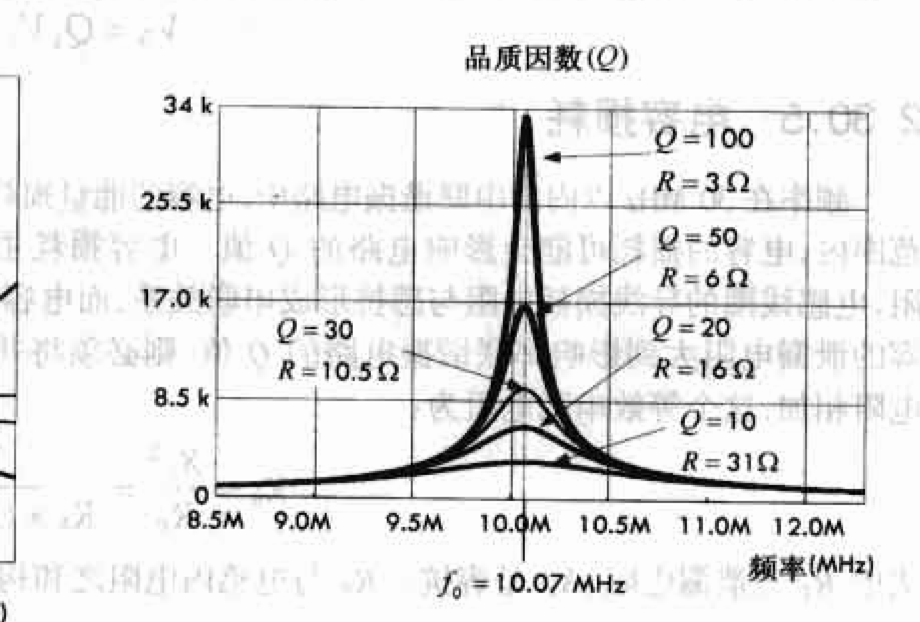


图 2.180 RLC 并联谐振电路

实例: RLC 并联电路的总阻抗为感抗和电阻的串联再和容抗并联:

$$Z_{TOT} = \frac{(R + X_L) \times X_C}{(R + X_L) + X_C} = \frac{(R + j\omega L)(-j1/\omega C)}{(R + j\omega L) + (-j1/\omega C)}$$

$$= \frac{L/C - j[R/(\omega C)]}{R + j[\omega L - 1/(\omega C)]}$$

总阻抗的极坐标形式为:

$$Z_{TOT} = \frac{\sqrt{(L/C)^2 + [R/(\omega C)]^2} \angle \arctan\left[\frac{R/(\omega C)}{L/C}\right]}{\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2} \angle \arctan\left[\frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R}\right]}$$

代入 $L=5.0\ \mu H$、$C=50\ pF$、$R=10.5\ \Omega$ 和 $\omega=2\pi f$，忽略相位角，总阻抗为：

$$Z_{TOT}=\frac{\sqrt{1.0\times10^{10}+\left(\dfrac{3.34\times10^{10}}{f}\right)^2}}{\sqrt{110.3+\left(3.14\times10^{-5}f-\dfrac{3.18\times10^{9}}{f}\right)^2}}\ \Omega$$

不计相位角，总电流为：

$$I_{TOT}=\frac{V_S}{Z_{TOT}}$$

$$=10\ \mathrm{V}\Bigg/\frac{\sqrt{1.0\times10^{10}+\left(\dfrac{3.34\times10^{10}}{f}\right)^2}}{\sqrt{110.3+\left(3.14\times10^{-5}f-\dfrac{3.18\times10^{9}}{f}\right)^2}}\ \Omega$$

将以上等式代入绘图程序中，得到的曲线如图 2.180 所示。注意，在特定的频率点，阻抗趋于最大值，同时总电流趋于最小值。但是，这个特定的频率点不是 $X_L=X_C$ 的点，也就是说，不是简单的 LC 并联电路或 RLC 串联电路谐振时的频率点。由此说明，RLC 并联电路的谐振频率有些复杂，可以有三种表达方式，其近似表达式与 LC 并联电路相同：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=10\ 070\ 000\ \mathrm{Hz}=10.07\ \mathrm{MHz}$$

利用 L 的感抗得电路的空载 Q 值为：

$$Q_U=\frac{X_{L,0}}{R}=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{2\pi f_0 L}{R}=\frac{316.4\ \Omega}{10.5\ \Omega}=30$$

图 2.180(b) 中的曲线显示了品质因数 Q 值以及电感支路中的串联电阻的大小对品质因数的影响。

RLC 并联谐振电路的电阻 R 改变了电路的谐振条件。例如，当 $X_L=X_C$，感抗和容抗相等时，电感和电容支路的阻抗却不为零，因为电阻使电感支路的阻抗比 X_C 大，并且与 X_C 的相位角不是 180°，因此，电路的总电流也不是真正的最小值，电流与电压的相位也不相同，如图 2.181 中直线(A)所示。上述现象与图 2.177中的理想 LC 并联谐振电路是不同的。

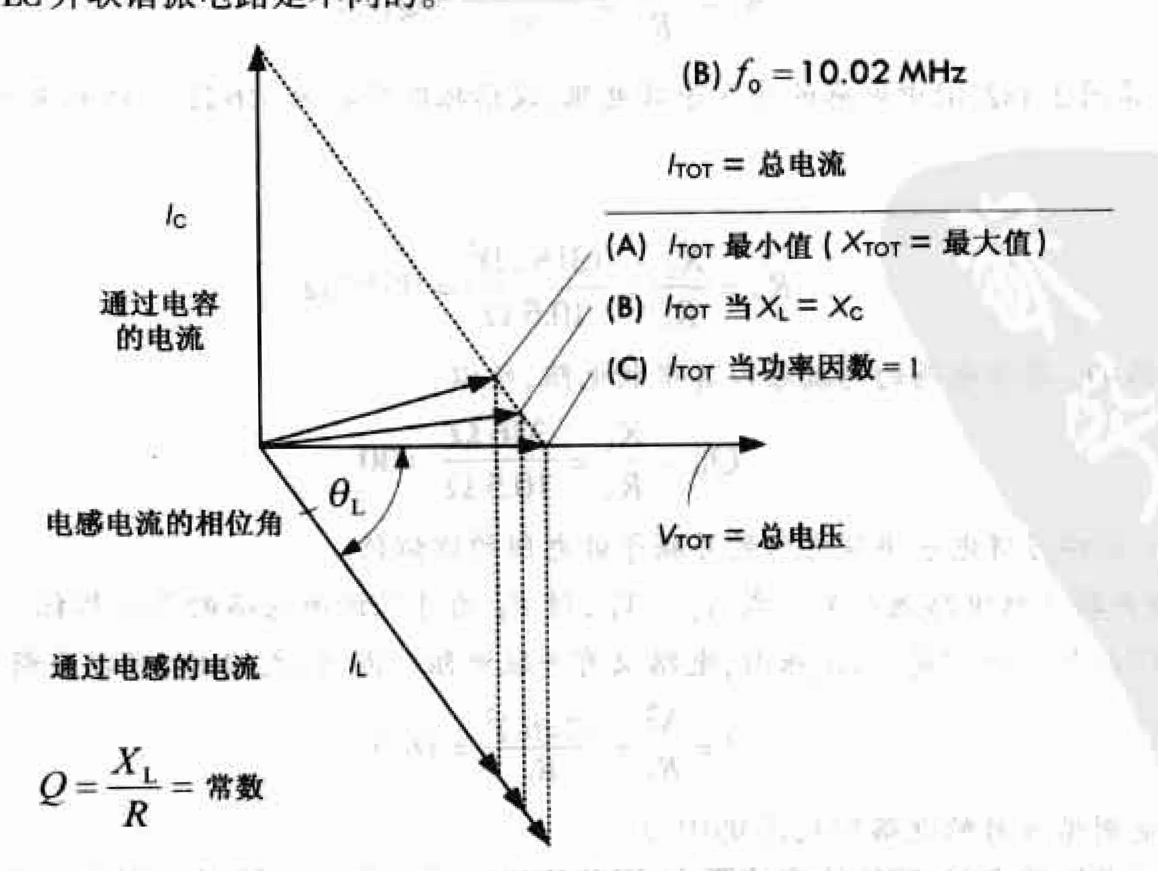


图 2.181　RLC 并联谐振电路几种可能的谐振点

若稍微改变电感值(保持 Q 值为常数)将得到一新的频率,使电流达到真正的最小值,借助电流表可以找到这个新的频率。把电流达到真正最小值作为 RLC 并联电路谐振的标志,电流最小值点(或最大阻抗点)称为反谐振点。注意,不要把反谐振点与条件 $X_L = X_C$ 混淆。改变电感获得最小电流是有一定价值的;但此时电流与电压的相位稍有不同,如图 2.181 直线(B)所示。

改变 RLC 并联谐振电路的电路设计,绘制一些可能的谐振点,如图 2.181 所示,例如,通过改变电容量(重新调节电容器)来补偿电感电阻。当电路的 Q 值达到 10 以上时,谐振点之间的差异很小,几乎集中在同一频率,在这种情况下可以采取近似计算,认为最小电流与电压之间的相位几乎相同,从而避免电路分析的困难。

如果设 Q 大于 10,就可以用一个公式来表示电路的性能。结果表明,最终可以去掉电感支路上的串联电阻,用一个并联等效电阻替代电感损耗电阻,如图 2.182 所示。

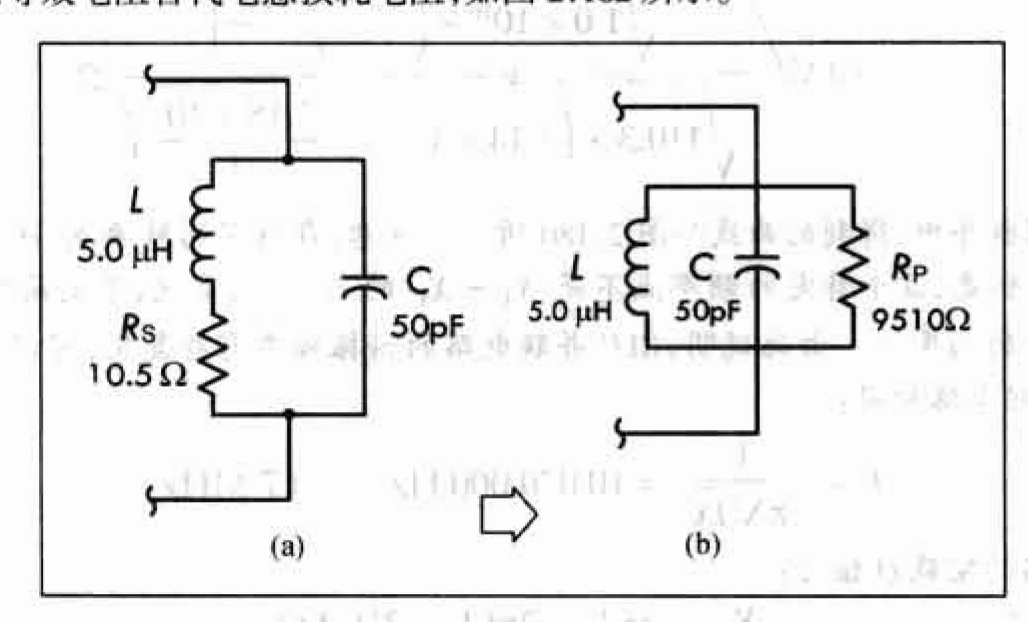


图 2.182 谐振时的串并联等效

在图 2.182(a)中的串联电阻 R_S 被图 2.182(b)中的并联电阻 R_P 替代,反之亦然。

通常称这个并联等效电阻为并联谐振电路的动态电阻,它与串联电阻成反比,即串联电阻值降低,并联等效电阻增大。换句话说,这意味着并联等效电阻将随着电路 Q 值的增大而增大。并联等效电阻的近似计算式为:

$$R_P = \frac{X_L^2}{R_S} = \frac{(2\pi fL)^2}{R_S} = Q_U X_L \tag{2.84}$$

例 1:试计算图 2.182(b)中电感的并联等效电阻,设谐振时感抗为 316 Ω,串联电阻为 10.5 Ω,并求电路的空载 Q 值。

解:

$$R_P = \frac{X_L^2}{R_S} = \frac{(316\ \Omega)^2}{10.5\ \Omega} = 9510\ \Omega$$

因为线圈的 Q_U 等于电感的感抗除以其串联电阻,所以:

$$Q_U = \frac{X_L}{R_S} = \frac{316\ \Omega}{10.5\ \Omega} = 30$$

用感抗乘以 Q_U 同样可得电感串联电阻的并联等效电阻的近似值。

谐振时,设并联等效电路满足关系式 $X_L = X_C$,则 R_P 为并联谐振电路的等效阻抗。感抗与容抗相等,则电压与电流同相位。也就是说,谐振时,电路仅有并联电阻。因此,式(2.84)可以重新写为:

$$Z = \frac{X_L^2}{R_S} = \frac{(2\pi fL)^2}{R_S} = Q_U X_L \tag{2.85}$$

应用上式计算前例谐振时的电路阻抗为 9510 Ω。

当频率低于谐振频率时,感抗比容抗要小,因此流过电感的电流比流过电容的电流要大,也就是说两

个电抗电流只有部分相抵消，因此总电流比电阻的电流大。当频率大于谐振频率时，情况相反，流过电容的电流比流过电感的电流大，总电流仍比电阻的电流大。在谐振时，电流完全由 R_P 决定；如果 R_P 变大电流就变小，如果 R_P 变小电流就变大。

随着远离谐振点，总电流增大，并联谐振电路阻抗下降，电压和电流之间的相位差增大。阻抗下降率是 Q_U 的函数。图2.180中的曲线簇显示了电路 Q 值从 10～100 范围内，阻抗从谐振时的值下降的情况。并联电路阻抗的曲线簇与串联电路电流的曲线簇基本相同。并联可调电路的 Q 值越大，响应尖峰越陡峭，反之，Q 值越小，电路响应的带宽越宽，这一点与串联可调电路类似。若应用半功率（−3 dB）点来比较和测试电路的性能，就可以把串联谐振电路的带宽公式用于并联谐振电路，即，$BW = f/Q_U$。表2.11总结了并联谐振电路在高 Q 值和低 Q 值以及在高于和低于谐振频率时的性能。

表2.11 并联谐振电路的性能

(a)高 Q 值和低 Q 值的并联谐振电路

	高 Q 值电路	低 Q 值电路
选择性	高	低
带宽	窄	宽
阻抗	高	低
线路电流	小	大
环流	大	小

(b) L、C 为常数时，远离谐振点的特性

	高于谐振频率	低于谐振频率
感抗	增大	减小
容抗	减小	增大
电路电阻	不变*	不变*
电路阻抗	减小	减小
线路电流	增大	增大
环流	减小	减小
电路特性	容性	感性

*谐振时的电阻。但当频率远大于谐振频率时，集肤效应使电感的电阻损耗改变。

关于环流

我们已知理想 LC 并联谐振电路谐振时，在电容和电感之间存在很大的环流，而电源送出的电流为零。如果考虑实际的 RLC 并联谐振电路，谐振时同样存在环流，同样比电源电流大很多，但是由于负载的原因，此时电源电流很小但不为零，这是因为尽管谐振网络的阻抗很大，但却不是无穷大，环流通过电感和电容中会有电阻损耗，大部分损耗是由电感的内电阻造成的。

实际的 RLC 并联谐振电路及其等效电路如图2.183所示，根据并联等效电路，电感、电容和电阻为并联，总电流流过并联电阻 R_P。可以求得电感与电容之间流动的环形电流和流过并联电阻的总线电流为：

$$I_R = \frac{V_S}{R_P} = \frac{10\ \text{VAC}}{9510\ \Omega} = 1\ \text{mA}$$

$$I_L = \frac{V_S}{X_L} = \frac{V_S}{2\pi fL} = \frac{10\ \text{VAC}}{2\pi(10.07\times10^6\ \text{s}^{-1})\times(5.0\times10^{-6}\ \text{H})} = \frac{10\ \text{VAC}}{316\ \Omega} = 32\ \text{mA}$$

$$I_C = \frac{V_S}{X_C} = \frac{V_S}{1/(2\pi fC)} = \frac{10\ \text{VAC}}{1/[(2\pi)(10.07\times10^6\ \text{s}^{-1})\times(50.0\times10^{-12}\ \text{F})]} = \frac{10\ \text{VAC}}{316\ \Omega} = 32\ \text{mA}$$

当电路工作在谐振频率时，环流为 $I_{CIR} = I_C = I_L$。若并联谐振电路的空载 Q 值大于 10，环流近似等于：

$$I_{CIR} = Q_U \times I_{TOT} \tag{2.86}$$

本例中,如果测得总电流为 1 mA,电路的 Q 值等于 30,则环流近似为(30)(1 mA) = 30 mA。

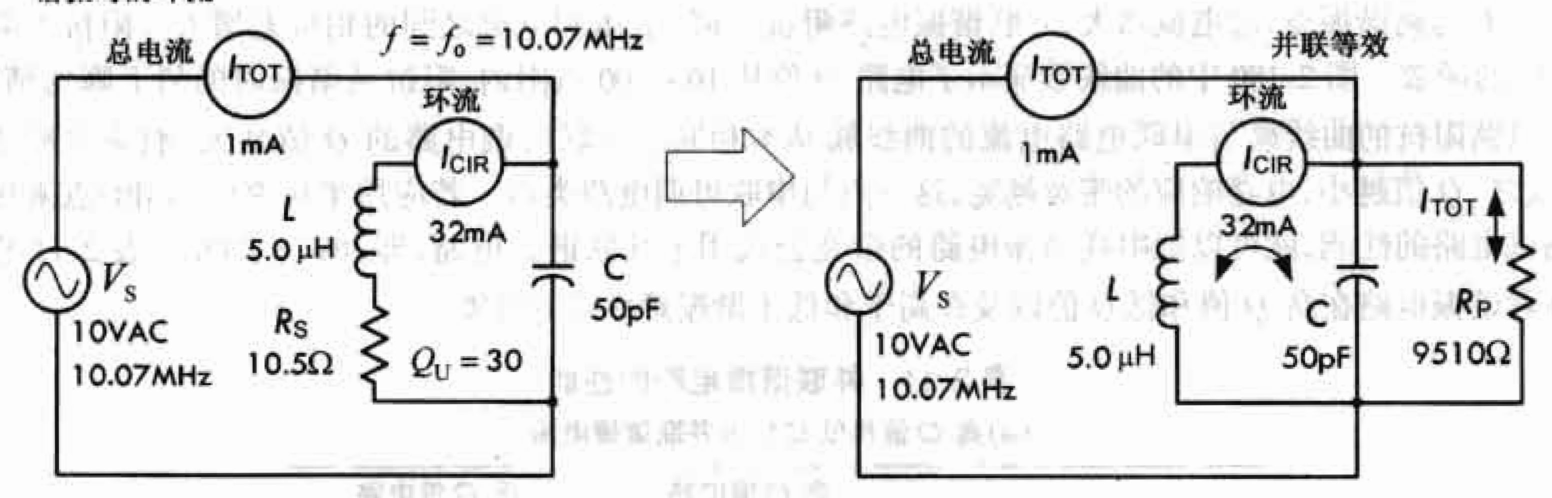


图 2.183　实际的 RLC 并联谐振电路及其等效电路

例 2:并联谐振电路的总电流为 50 mA,Q 等于 100。求流过元件的环流。

解:

$$I_C = Q_U \times I_T = 100 \times 0.05\ \text{A} = 5\ \text{A}$$

在高 Q 值的并联可调电路中,环流可使元件发热引起功率损耗。因此,元件的额定电流值应该是预期的环流值,而不是总电流值。

在很多电路中,同样的功能可以用串联谐振电路来实现,也可以用并联谐振电路来实现,这样就提供了灵活性。图 2.184 通过一个信号路径上的串联谐振电路和一个把信号接地分流的并联谐振电路说明了这一点。假设图中的这两种电路在同一频率 f 和同一 Q 值下发生谐振。串联可调电路在谐振频率时阻抗最小,使最大电流流过信道。在所有其他频率时,阻抗增大使电流减小,因此,电路使设计的信号通过而阻止其他信号通过。另一方面,并联电路在谐振时阻抗最大,使信道上的阻抗最小,对所有非谐振频率,并联电路呈现低阻抗,使信号从信道沿着接地路径流出。理论上,两个电路呈现的效果是相同的。然而,在实际电路设计中,有许多其他因素要考虑,这将决定最终哪个电路适合于特殊应用。在后面介绍滤波电路时,再讨论这一类电路。

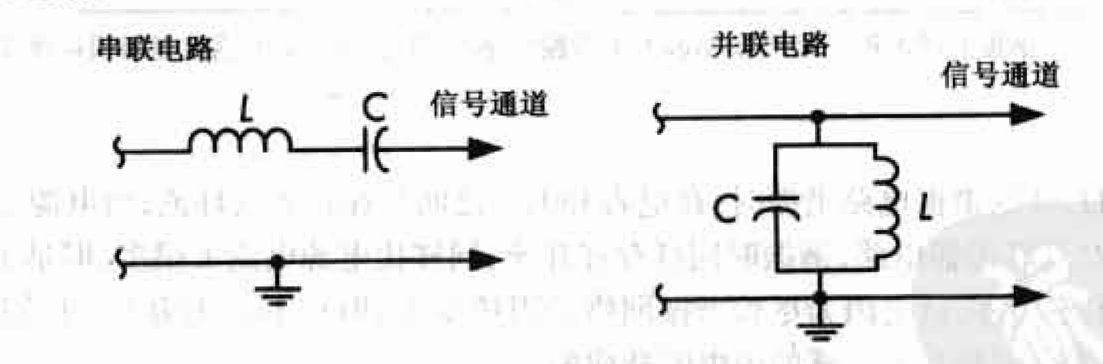


图 2.184　串联谐振与并联谐振的等效

2.30.7　空载电路的 Q 值

在许多谐振电路的应用中,实际功率损耗仅耗散于谐振电路内电阻上。在频率低于 30 MHz 时,内电阻主要是电感线圈的电阻。增加电感线圈的匝数,其感抗比线圈内电阻增大的速度快。应用于高 Q 值电路中的电感一定有很大的电感系数。

当谐振电路被用于传递能量到负载时,消耗于谐振电路中的能量通常比消耗于负载中的能量要小得多。例如,图 2.185 的电路中,并联负载电阻 R_{LOAD} 与谐振电路相接,从中获取功率。

如果负载消耗的能量至少是电感和电容消耗能量的 10 倍,那么相比负载电阻,谐振电路的并联阻抗就很大,因此,整个电路的实际阻抗就等于负载阻抗。在这种情况下,计算 Q 时,用负载电阻代替电路阻抗,并联谐振电路的 Q 值为:

$$Q_{LOAD} = \frac{R_{LOAD}}{X} \tag{2.87}$$

式中，Q_{LOAD}是有载电路的 Q 值，R_{LOAD}是并联负载电阻，单位是欧姆。X 是感抗或容抗，单位为欧姆。

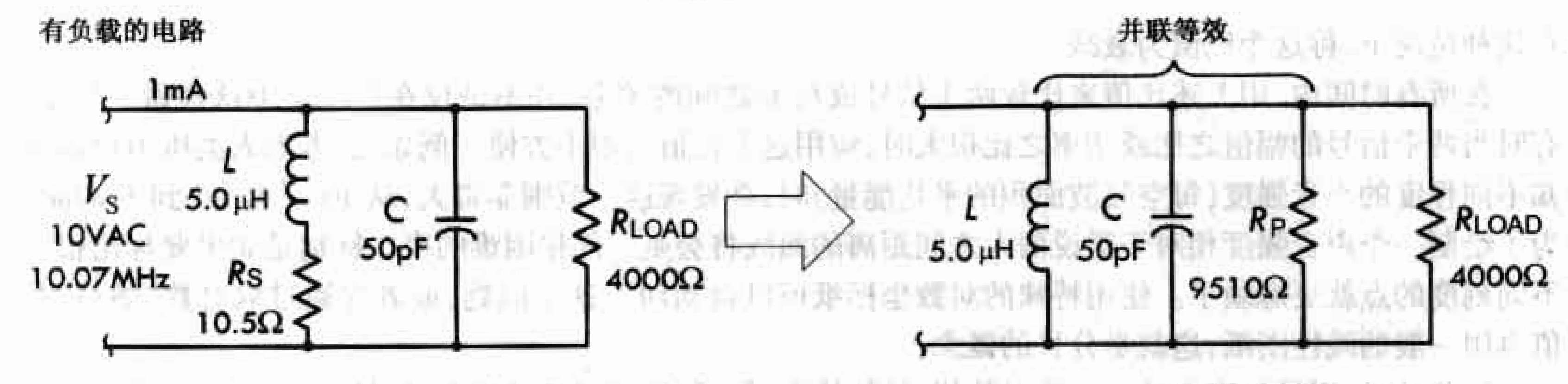


图 2.185　负载连接到谐振电路的等效表示

例 1：一个 4000 Ω 的电阻负载连接到谐振电路中，如图 2.185 所示，谐振时感抗和容抗都为 316 Ω。计算电路的有载 Q 值。

解：

$$Q_{LOAD} = \frac{R_{LOAD}}{X} = \frac{4000\ \Omega}{316\ \Omega} = 13$$

当电抗下降时，电路的有载 Q 值增加。因此，当一个有载电路电阻较小时（几千欧姆），就必须有低电抗值的元件（大电容和小电感）以使谐振时的 Q 值较大。

有时候，并联负载电阻接入并联谐振电路降低了 Q 值，但增加了电路的带宽，下面的例题说明了这一点。

例 2：需要设计一个并联谐振电路，在 14.0 MHz 时带宽为 400.0 kHz。电流电路的 Q_U 为 70.0，每个元件的电抗值为 350 Ω。要使带宽增加到一个特定值，问需并联多大的负载电阻？

解：首先，求解已知电路的带宽：

$$BW = \frac{f}{Q_U} = \frac{14.0\ \text{MHz}}{70.0} = 0.200\ \text{MHz} = 200\ \text{kHz}$$

400 kHz 的带宽，要求有载电路的 Q 为：

$$Q_{LOAD} = \frac{f}{BW} = \frac{14.0\ \text{MHz}}{0.400\ \text{MHz}} = 35.0$$

因为期望的 Q 值是原值的一半，所以把谐振阻抗或电路的并联电阻值减半可以达到目的。电路现在的阻抗为：

$$Z = Q_U X_L = 70 \times 350\ \Omega = 24\ 500\ \Omega$$

期望的阻抗为：

$$Z = Q_U X_L = 35.0 \times 350\ \Omega = 12\ 250\ \Omega$$

为现在阻抗的一半。

一个 24 500 Ω 的并联电阻将使 Q 值按要求减小同时带宽增大。在实际设计时，情况要复杂得多，还必须考虑诸如通频带曲线的形状等因素。

2.31　分贝

在电子学中，经常碰到需要比较两个信号的幅值或功率的情况。例如，如果一个放大器的输出电压是输入电压的 10 倍，可以求得比值：

$$V_{out}/V_{in} = 10\ VAC/1\ VAC = 10$$

并把这个比值称为增益。如果有一个设备,其输出电压比输入电压小10倍,则增益比值将小于1:

$$V_{out}/V_{in} = 1\ VAC/10\ VAC = 0.10$$

在这种情况下,称这个比值为衰减。

在所有时间内,用上述比值来比较两个信号或功率之间的关系,并不是仅在电子学中这样做。但是,有时当两个信号的幅值之比或功率之比很大时,应用这个比值会很不方便。例如,当考虑人类听力可以感知不同程度的声音强度(每空气波面积的平均能量)时,会发现这个范围非常大,从 $10^{-12}\ W/m^2$ 到 $1\ W/m^2$,为了绘制一个声音强度相对于听说两人之间距离的曲线将会是一件很困难的事。特别是如果要标出很多不同刻度的点就更麻烦了。使用特殊的对数坐标纸可以自动纠正这个问题,或者先通过取对数"缩小"数值再用一般的线性图纸,这就是分贝的概念。

最开始时,用贝尔定义功率比的对数值,贝尔给出了一种功率与参考功率之间进行比较的方法。贝尔定义式为:

$$\text{bel} = \lg\left(\frac{P_1}{P_0}\right) \tag{2.88}$$

式中 P_0 为参考功率,P_1 是与参考功率比较的功率。

在电子学中,贝尔经常用来比较电功率大小,但在电子学和其他领域中更普遍应用的是分贝,简写为dB。1分贝是1/10贝尔。10分贝是1贝尔。按照这个方式,用分贝比较功率大小公式为:

$$\text{dB} = 10\lg\left(\frac{P_1}{P_0}\right) \qquad \text{用分贝比较功率} \tag{2.89}$$

例1:若放大器的输入信号功率为1 W,输出上升到50 W,试用分贝表示放大器的增益(输出功率除以输入功率)。

解:用 P_0 表示1 W参考功率,P_1 为比较功率:

$$\text{dB} = 10\times\left(\frac{50\ W}{1\ W}\right) = 10\lg(50) = 17.00\ \text{dB}$$

本例中,放大器的增益接近17.00 dB(17分贝)。

在电子电路中比较信号大小时,已知的往往是信号的电压或电流,而不是功率。虽然给出电路阻抗可以计算出功率,但简便的方法是将交流欧姆定律直接代入功率分贝表达式中。因为 $P = V^2/Z = I^2Z$,因此,当电压或者电流发生变化时,只要电路的阻抗不变,该方法的计算结果正确。当阻抗保持不变时,用分贝比较电压信号与电流信号的表达式为:

$$\text{dB} = 10\lg\left(\frac{V_1^2}{V_0^2}\right) = 20\lg\left(\frac{V_1}{V_0}\right) \quad \text{和} \quad \text{dB} = 10\lg\left(\frac{I_1^2}{I_0^2}\right) = 20\lg\left(\frac{I_1}{I_0}\right) \qquad \text{用分贝比较电压与电流大小} \tag{2.90}$$

> 对上面表达式运算对数计算法则去掉平方项。例如:
>
> $$10\lg(V_1^2/V_0^2) = 10(\lg V_1^2 - \lg V_0^2)$$
> $$= 10(2\lg V_1 - 2\lg V_0) = 20(\lg V_1 - \lg V_2)$$
> $$= 20\lg(V_1/V_0)$$

注意阻抗项被消去了,把lg中的平方项移到外面(参见运算法则),使系数扩大两倍。显然,功率、电压和电流的表达式基本是相同的,因为它们都是基于功率比。

为了认识和联系相关的分贝表达式,应该了解几个功率比值。

例如，当功率加倍时，最终功率总是初始功率或参考功率的两倍。即，如果功率从 1 W 变为 2 W，或从 40 W 变为 80 W，或从 500 W 变为 1000 W，但比值总为 2。功率比为 2 的分贝表示式为：

$$dB = 10\lg(2) = 3.01\ dB$$

上式表明，如果输出功率是输入功率的两倍，增益就是 3.01 dB。人们通常忽略分数 0.01 部分，直接认为功率加倍就是功率增益为 3 dB。

当功率减半，比值就为 0.5 或者 1/2。不论功率是从 1000 W 减到 500 W，还是从 80 W 减到 40 W，或是从 2 W 减到 1 W，比值总为 0.5。功率比为 0.5 的分贝表示式为：

$$dB = 10\lg(0.5) = -3.01\ dB$$

负号表明功率减小。同样，人们通常忽略 0.01 部分，直接认为功率减半就是功率增益为 - 3 dB，或更明确表示为功率有 3 dB 下降（“下降”术语省去了负号）。

如果功率增大 4 倍，可以不用分贝公式而是直接将两倍增益相加：3.01 dB + 3.01 dB = 6.02 dB，或为 6 dB。同理，如果功率增大 8 倍，直接将两倍增益扩大 4 倍，即用分贝表示的功率比为 3.01 × 4 = 12.04，或者为 12 dB。

对于功率下降可以采用同样的处理方式。功率每减一半，就有 3.01 dB 或大约 3 dB 的下降。功率减少 4 倍等效于减半两次，有 3.01 + 3.01 dB = 6.02 dB 或大约 6 dB 下降。也可以不说“下降”，直接说有 - 6 dB的变化。

表 2.12 给出了一些常用的分贝值和与这些值相关的功率变化量以及电流和电压的变化量，但是只有当两者的阻抗不变时，这些值才是正确的。

表 2.12　常用分贝值与功率比的等效关系*

dB	P_2/P_1	V_2/V_1 或 I_2/I_1	dB	P_2/P_1	V_2/V_1 或 I_2/I_1
120	10^{12}	10^6	- 120	10^{-12}	10^{-6}
60	10^6	10^3	- 60	10^{-6}	10^{-3}
20	10^2	10.0	- 20	10^{-2}	0.1000
10	10.00	3.162	- 10	0.1000	0.3162
6.0206	4.0000	2.0000	- 6.0206	0.2500	0.5000
3.0103	2.0000	1.4142	- 3.0103	0.5000	0.7071
1	1.259	1.122	- 1	0.7943	0.8913
0	1.000	1.000	0	1.000	1.000

* 电流和电压比建立在阻抗不变的前提下。

2.31.1　改变的分贝表达式

将一定大小的功率与一些标准参考值相比较通常是很容易的。例如，设测量从天线传递到接收器的信号，测得功率为 2×10^{-13} mW。当这个信号通过接收器最终到扬声器或耳机并产生声音时，其强度会增大或者减小，用分贝很容易描述这些信号的大小。常用的参考功率是 1 mW。信号与 1 mW 比值的分贝值定义为“dBm”，意思就是分贝与 1 mW 的比。本例中，接收器输入信号强度为：

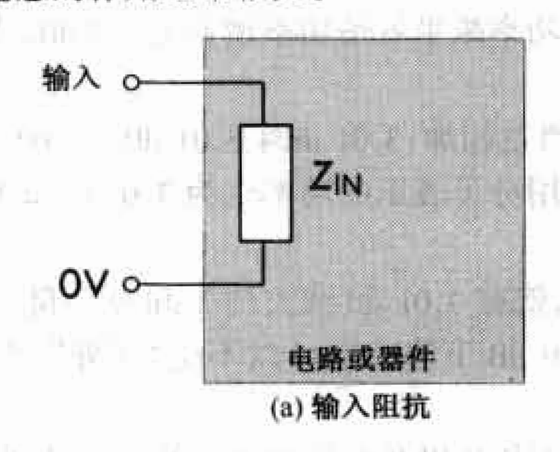
$$dB_m = 10\lg\left(\frac{2\times10^{-13}\,mW}{1\,mW}\right) = -127\ dBm$$

根据电路和功率大小，还有很多其他可用的参考功率。如果用 1 W 作为参考功率，将定义 dBW。天线功率增益通常用相关的偶极子（dBd），或各向同性辐射器（dBi）定义。不论何时看到有另一个字母在 dB 之后，就知道有一些参考功率被定义了。例如，描述相对 1 V 参考量的电压幅值，通过在 dB 后添加“V”可以指明用分贝表示的数量级的单位是 dBV（阻抗必须是相等的）。对于声学，dB、SPL 用于描述信号的压强与 20 μPa参考压强的关系。

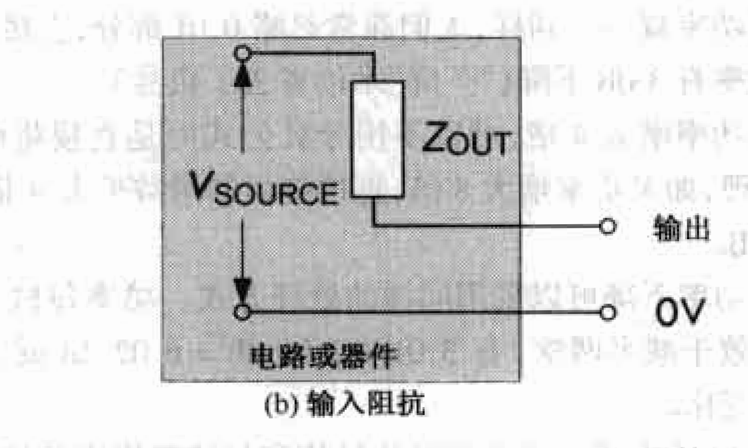
2.32　输入和输出阻抗

2.32.1　输入阻抗

输入阻抗 Z_{IN}是由电路或者设备的输入端"看"进去的阻抗,如图 2.186 所示。通过输入阻抗可以知道有多大电流流入设备的输入端。因为一个复杂电路通常包含电感和电容这样的电抗元件,所以输入阻抗是频率的函数。因此在某一个频率,输入阻抗可能允许小电流流入,而在其他频率,对电流呈现很高的阻抗。在小于 1 kHz 的低频范围,电抗元件的影响很小,电阻起主要作用,常用输入电阻的概念。在高频时,电容和电感的作用通常很大。



(a) 输入阻抗



(b) 输入阻抗

图 2.186　输入阻抗与输出阻抗

当输入阻抗很小时,一个特定频率的电压加到输入端,可激发一个相对较大的电流流入设备的输入端。其典型的影响是降低设备输入端的驱动电路的输出电压,如果驱动电路的输出阻抗很大时,这一影响特别明显。音频扬声器是低输入阻抗器件,典型输入阻抗值为 4 Ω 或 8 Ω,使大电流驱动音圈。

另一方面,当输入阻抗很大时,一个特定频率的电压加到输入端,可激发一个相对较小的电流流入设备的输入端,因此,不会引起输入端驱动电路的输出电压的降低。运放是一个有很大输入阻抗的器件(1～10 MΩ),它的一个输入端(共有两个)实际没有电流(在 nA 范围内)。对于音频,一个前置放大器有 1 MΩ 音频输入阻抗、500 kΩ 的 CD 输入阻抗和 100 kΩ 磁带输入阻抗,都是很大的输入阻抗,这是因为前置放大器是电压放大器而不是电流放大器,这些将在稍后讨论。

根据一般经验,设备的输入阻抗应该比输入端提供信号的电路的输出阻抗大。一般而言,为了确保信号源输入不过载和不降低强度,这个值应该大 10 倍。

2.32.2　输出阻抗

输出阻抗 Z_{OUT}是由设备输出端看过去的阻抗。任意电路或设备的输出可以等效为一个输出阻抗 Z_{OUT}与一个理想电压源 V_{SOURCE}的串联。图 2.186 给出了等效电路。等效电路代表了所有电压源和与电路输出端关联的总等效阻抗(电阻、电容和电感)的综合影响。可以将这个等效电路认为是戴维南等效电路。必须明确图 2.186 中的 V_{SOURCE}不是电路的实际电源电压,而是戴维南等效电压。与输入阻抗一样,输出阻抗也是频率的函数。当电路的工作频率低于 1 kHz 时,电路的电抗很小,电抗的影响相对很小,在这种情况应用输出电阻的概念。在高频时,电容和电感的作用通常很大。

当输入阻抗很小时,设备输出端的输出电流相对较大,输出电压没有明显的降低。当电源的输出阻抗比与其相连的负载的输出阻抗小得多时,电流流过其输出阻抗只引起很小的电压损失。例如,实验室的直流电压源可视为一个理想电压源与一个很小的内电阻相串联。一个好的电源的输出阻抗在毫欧级(mΩ)范围,意味着可以给负载提供相当大的电流而不损失电压降。电池的内电阻很大,当电流升高时输出电压降低很多。一般情况下,认为具有小的输出阻抗(或者电阻)是好现象,因为这意味着在提供大电流时,阻抗电阻的热损耗很小。运放有很大的输入阻抗和很小的输出阻抗。

另一方面,当输出阻抗很大时,加在设备输出端的电压只能引起很小的输出电流。如果具有很大输出

阻抗的电源试图驱动具有很小输入阻抗的负载，那么就只有很小的电压加在负载上，驱动输出电流的电压大部分损失在输出阻抗上。

根据经验，为了有效进行信号传输，电源输出阻抗最多是与其相连的负载的输入阻抗的 1/10。

2.32.3 阻抗匹配

有时候使一个设备的输出阻抗与另一个设备的输入阻抗相匹配是很重要。但是，这通常是指信号在缆线其上的传输，此时，级与级之间的阻抗差异导致信号的反射，使得功率传送减弱，反射会在缆线中形成驻波(另一个功率损耗来源)。稍后再讨论阻抗的匹配。

2.33 二端口网络与滤波器

具有一个输入端和一个输出端的线性电路称之为二端口网络。图 2.187 给出了二端口网络的两个例子。



图 2.187 二端口网络

给二端口网络的输入端施加一电压信号将影响网络中的电子从而产生输出信号。输出的信号与初始信号波形特性和网络中的阻抗有关。

若一个包含大量电阻、电容和电感的复杂网络，封在一个黑盒子里，外部只露出输入端和输出端，如图 2.188所示，则无论网络是多么复杂，总存在一个复杂的函数 $H(\omega)$，与输入信号相乘，将得到输出信号：

$$V_{out} = H(\omega)V_{in} \tag{2.91}$$

把这个复杂函数称为传递函数，它是角频率 ω(或频率 $f=\omega/2\pi$)的函数。



图 2.188 "黑盒子"二端口网络

传递函数包含了输入信号到达输出端时幅值和相位变化的全部信息。若知道了二端口网络的的传递函数，就可了解网络的所有特性。

那么如何定义传递函数呢？因为不知道黑盒子内部的情况，所以必须给输入端施加大量不同频率和幅值的信号，然后测量所有对应的输出值，从而得到全部曲线。但在实际分析中，不必考虑黑盒子，而是采用图 2.189 所示的电路，把式(2.91)转换成以下式子：

$$H(\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{2.92}$$

然后应用电路定理与定律得到 V_{out}与 V_{in}的关系方程，再将它们代入式(2.92)中，得出传递函数。

V_{out}与 V_{in}的关系方程只是方法的一部分，再结合输入与输出阻抗的概念将有助于进一步的分析。图 2.189 给出了一个任意线性二端口网络的模型，通过它可以获得传递函数。

在模型中，设定的输入和输出电压的极性以及输入和输出电流的方向将不变。

稍后我们将讨论基本的传递函数，但首先有必要了解传递函数的实际应用。在电子学中，传递函数的

重要性在于它给出了描述电路特性的方法。设计一个二端口网络是用来做一些事情的,例如当输入信号的频率增加时,加快信号的衰减。衰减是由 V_{out}/V_{in} 定义的,与传递函数相同。衰减是 0.5 或 -6 dB,表示输出电压是输入电压的一半。一个允许某一频率信号通过而阻止其他频率信号的滤波电路,是应用传递函数分析的最好例证。

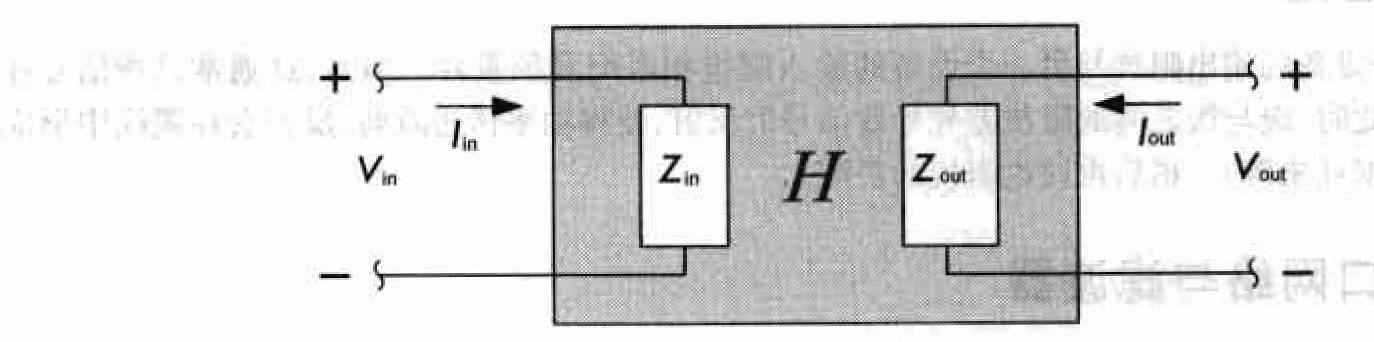


图 2.189 任意线性二端口网络模型

由于假定传递函数能够完全表达包含电抗性与非电抗性元件的任意复杂电路的特性,所以,它一定是一个包含实部和虚部的复数,反映电抗性元件的幅值和相位的变化,传递函数的极坐标形式为:

$$H = |H| \angle \phi \tag{2.93}$$

模值(或系数)和辐角(或相位角)的表达式为:

$$|H| = \sqrt{(\mathrm{Re}\,H)^2 + (\mathrm{Im}\,H)^2} \qquad H\text{ 的模值} \tag{2.94}$$

$$\arg(H) = \arctan\left(\frac{\mathrm{Im}\,H}{\mathrm{Re}\,H}\right) = \phi \qquad H\text{ 的相位角} \tag{2.95}$$

(如果对上式不是很熟悉的话,请参考复数章节。)

下一节介绍滤波器,将详细说明传递函数的应用。

2.33.1 滤波器

用特定的方法把电阻、电容和电感连接起来,可以设计成一个网络,使之能够让一定频率的信号通过而阻止其他频率信号。这一小节讲解 4 种基本类型的滤波器:低通、高通、带通和带阻滤波器。

低通滤波器

一个简单的 RC 滤波器如图 2.190 所示,其功能为一个低通滤波器,即允许低频信号通过却阻止高频信号。

例 1:为了说明 RC 网络是如何工作的,首先计算传递函数。求出输入与输出电压,它们是输入与输出阻抗的函数:

$$V_{in} = I \times Z_{in} = I \times \left(R - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C}\right)$$

$$V_{out} = I \times Z_{out} = I \times \left(-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C}\right)$$

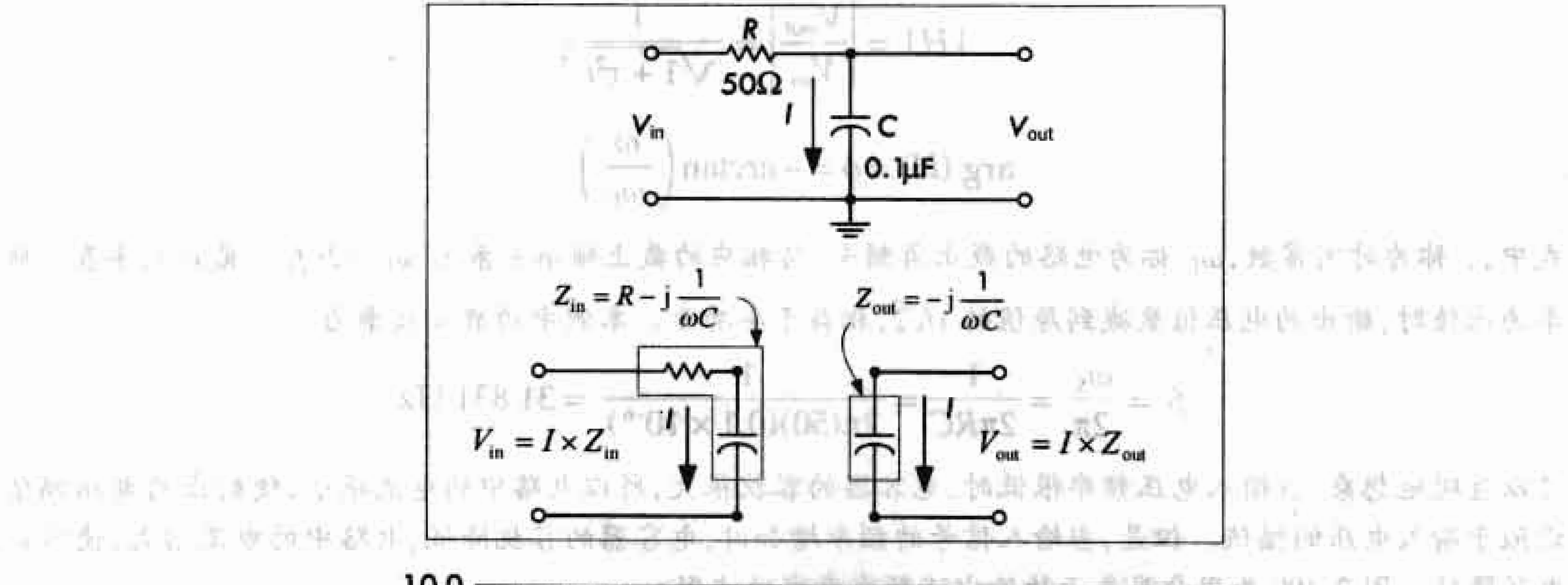
(可以把电路看成交流分压器,由 V_{in} 得出 V_{out},注意应用输入与输出阻抗的概念,因为当分析复杂网络时它变得更加重要。)

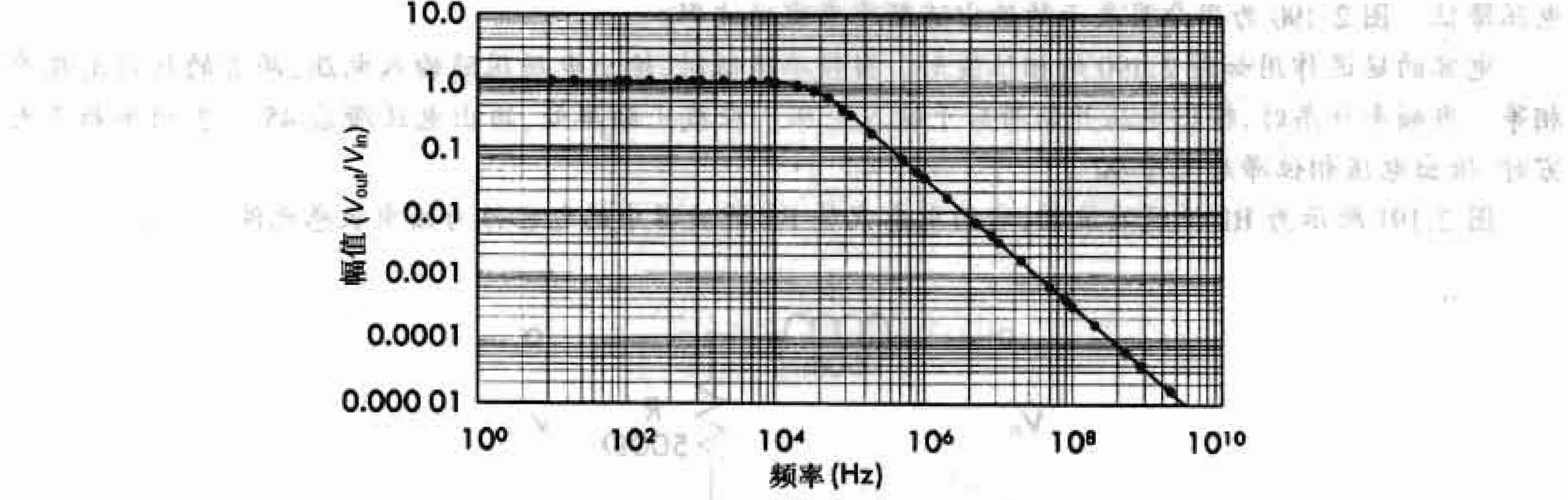
经过计算得传递函数为:

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}\tau\omega}, \quad \tau = RC$$

或

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}(\omega/\omega_C)}, \quad \omega_C = \frac{1}{RC}$$





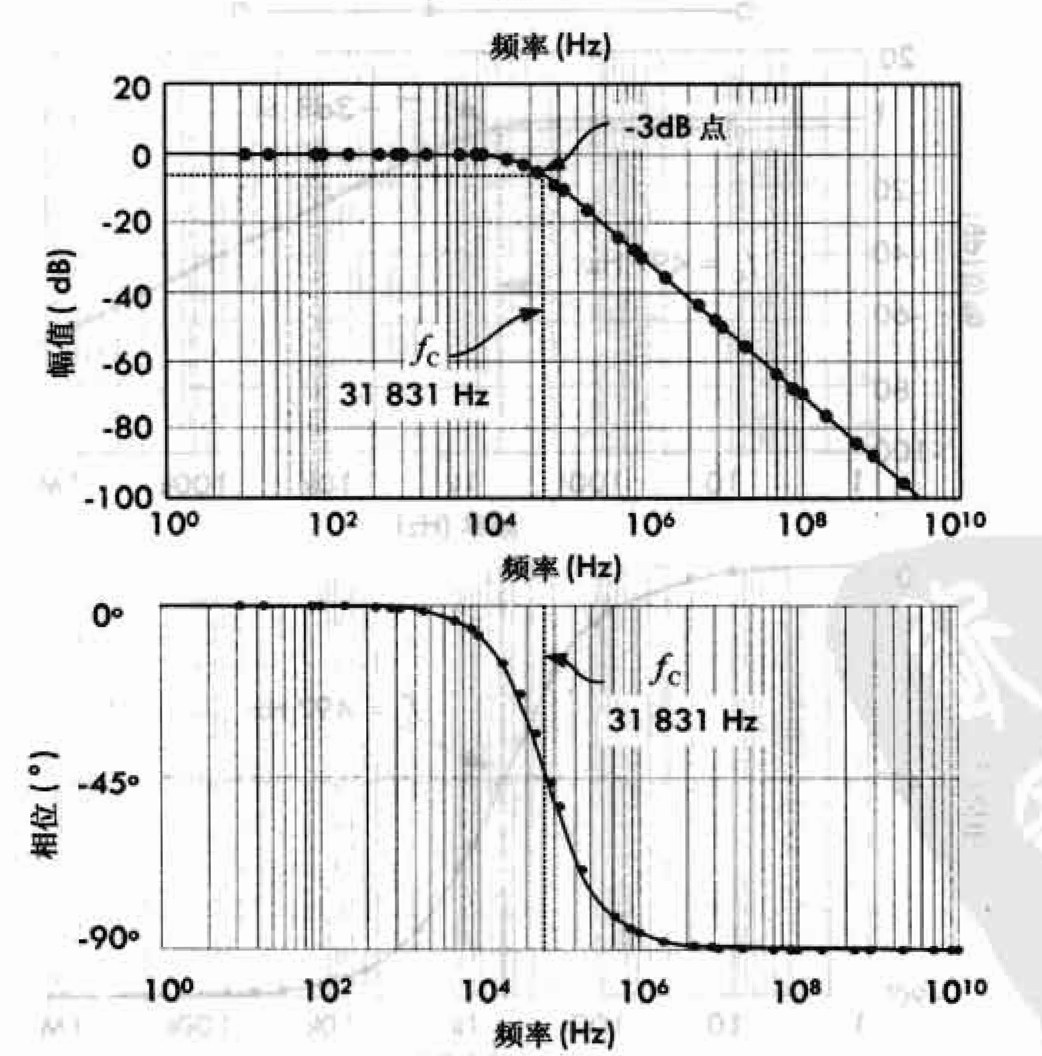


图 2.190 RC 低通滤波器

H 的模值和相角为：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$$

$$\arg(H) = \phi = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)$$

式中，τ 称为时间常数，ω_C 称为电路的截止角频率，与相应的截止频率关系为 $\omega_C = 2\pi f_C$。截止频率表示频率为此值时，输出的电压值衰减到原值的 $1/\sqrt{2}$，相当于半功率。本例中的衰减频率为：

$$f_C = \frac{\omega_C}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(50)(0.1\times10^{-6})} = 31\,831\text{ Hz}$$

可以直观地想象，当输入电压频率很低时，电容器的容抗很大，所以电路中的电流很小，使输出的电压幅值近似于输入电压的幅值。但是，当输入信号的频率增加时，电容器的容抗降低，电路中的电流增大，使输出电压降低。图 2.190 为用分贝表示的输出随频率衰减的波形。

电容的延迟作用如图 2.190 的相位波形。当频率很低时，输出电压跟随输入电压，两者的相位角几乎相等。当频率升高时，输出电压开始滞后于输入电压。在截止频率处，输出电压滞后 45°。当频率趋于无穷时，输出电压相位滞后几乎 90°。

图 2.191 所示为 RL 低通滤波器，它用电感代替 RC 滤波器中的电容作为频率敏感元件。

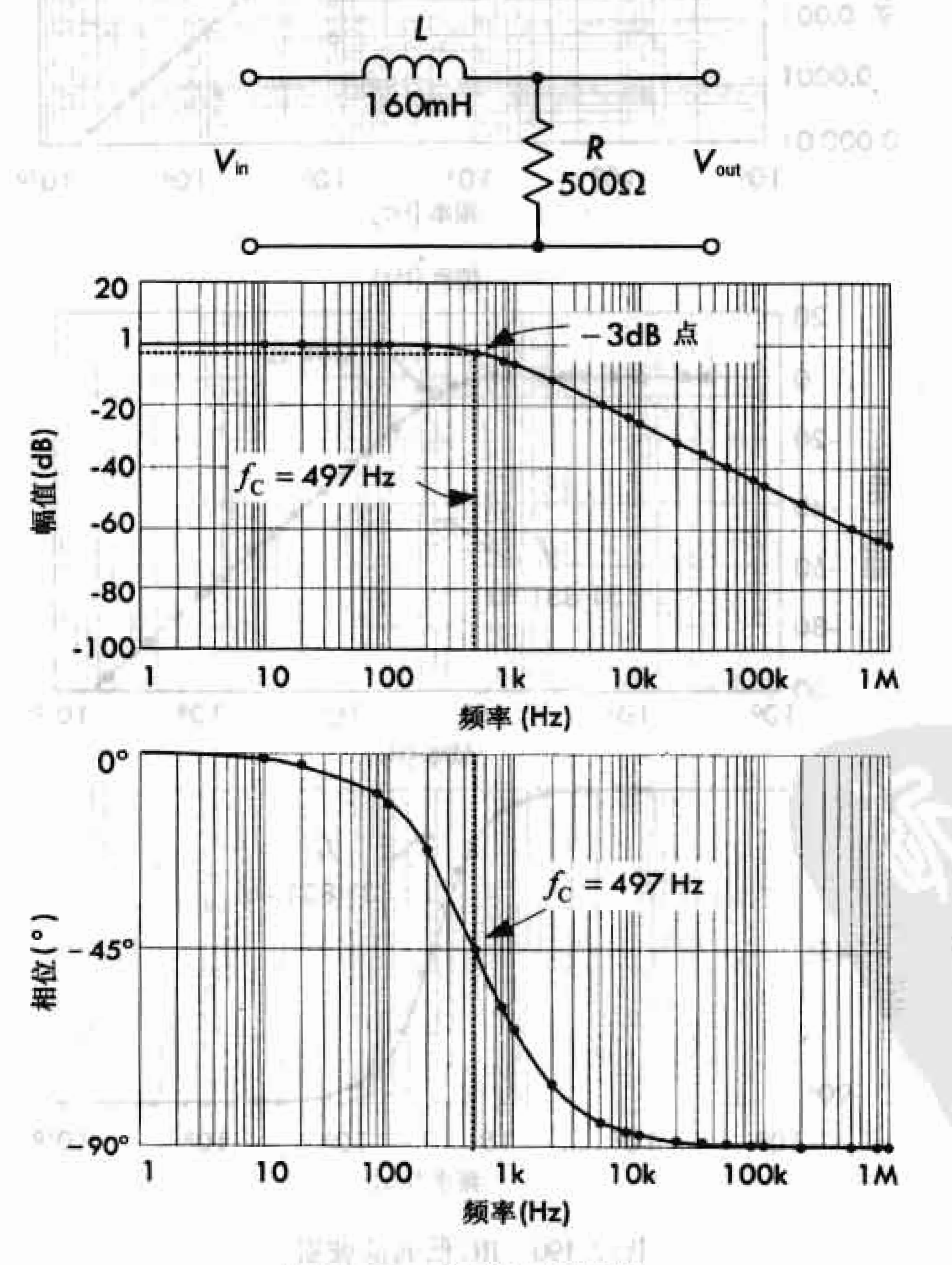


图 2.191　RL 低通滤波器

例 2: 为了计算 RL 电路的传递函数或衰减系数，建立 V_{in} 与 V_{out} 的关系式：

$$V_{in} = I \times Z_{in} = I \times (R + j\omega L)$$

$$V_{out} = I \times Z_{out} = I \times R$$

传递函数为：

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + j\omega L} = \frac{1}{1 + j(\omega L/R)}$$

或

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j(\omega/\omega_C)}, \omega_C = \frac{R}{L}$$

H 的幅值和相角为：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L/R)^2}}$$

$$\arg(H) = \phi = -\arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)$$

式中 ω_C 称为电路的截止角频率，与相应的衰减频率关系为 $\omega_C = 2\pi f_C$。截止频率表示频率为此值时，输出电压的衰减系数为 $1/\sqrt{2}$，相当于半功率。本例的截止频率为：

$$f_0 = \frac{\omega_C}{2\pi} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{500\ \Omega}{2\pi(160 \times 10^{-3})} = 497\ \text{Hz}$$

可以直观地想象，当输入电压频率很低时，电感不能阻止电流流向输出端。但随着频率的增大，电感的感抗值增大，输出的信号衰减。图 2.191 是用分贝表示的输出电压随频率衰减的波形图。

电感的延迟作用如图 2.191 所示的相位波形。当频率很低时，输出电压跟随输入电压，两者的相位几乎相同。随着频率的上升，输出电压逐渐滞后于输入电压。在截止频率处，输出电压滞后 45°。当频率趋于无穷时，输出电压的相位滞后大约 90°。

高通滤波器

图 2.192 所示的 RC 电路为高通滤波器，它允许高频信号通过却阻止低频信号。与低通滤波器的分析类似，先将其看成频率敏感形分压器来了解网络是如何工作的。

例 3: 为了得出网络是如何工作的，首先计算传递函数。求出输入和输出电压关系，它们是输入和输出阻抗的函数：

$$V_{in} = I \times Z_{in} = I \times \left(R - j\frac{1}{\omega C}\right)$$

$$V_{out} = I \times Z_{out} = I \times R$$

经过数学运算得传递函数为：

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega t}{1 + j\tau\omega}, \quad \tau = RC$$

或

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j(\omega/\omega_C)}{1 + j(\omega/\omega_C)}, \quad \omega_C = \frac{1}{RC}$$

H 的幅值和相位为：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{\tau\omega}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$$

$$\arg(H) = \phi = \text{arctrn}\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)$$

式中，τ 称为时间常数，ω_C 称为电路的截止角频率，与相应衰减频率的关系为 $\omega_C = 2\pi f_C$。截止频率表示频率为此值时，输出电压值衰减到原值的 $1/\sqrt{2}$，相当于半功率。本例的截止频率为：

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$= \frac{1}{2\pi(10\,000)\times(0.1\times10^{-6})} = 159\text{ Hz}$$

可以直观地想象，当输入电压的频率很低时，电容器的容抗很大，任何信号几乎都不能传递到输出端。但随着频率的上升，电容器的容抗降低，信号传送至输出端仅有很少的衰减。图 2.192 是用分贝表示的输出电压随频率衰减的波形图。

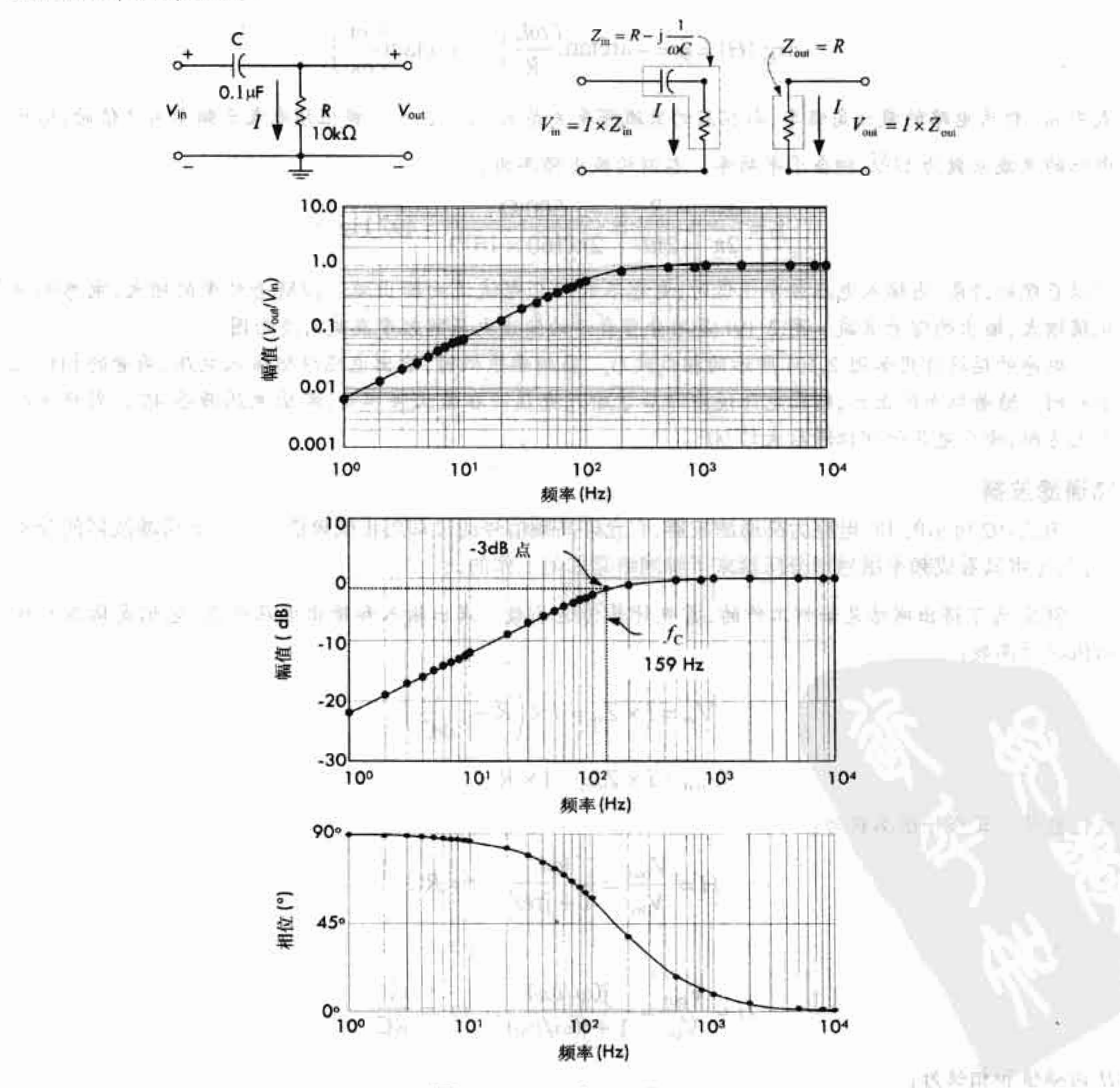


图 2.192 RC 高通滤波器

在很低的频率下，输出电压的相位比输入电压的相位超前 90°。当频率上升到截止频率时，输出电压的相位超前输入电压的相位 45°。当频率趋于无穷大时，两者的相位差接近 0°，此时电容器相当于短路。

RL 高通滤波器

图 2.193 所示电路为 RL 高通滤波器，它用电感代替 RC 滤波器中的电容作为频率敏感单元。

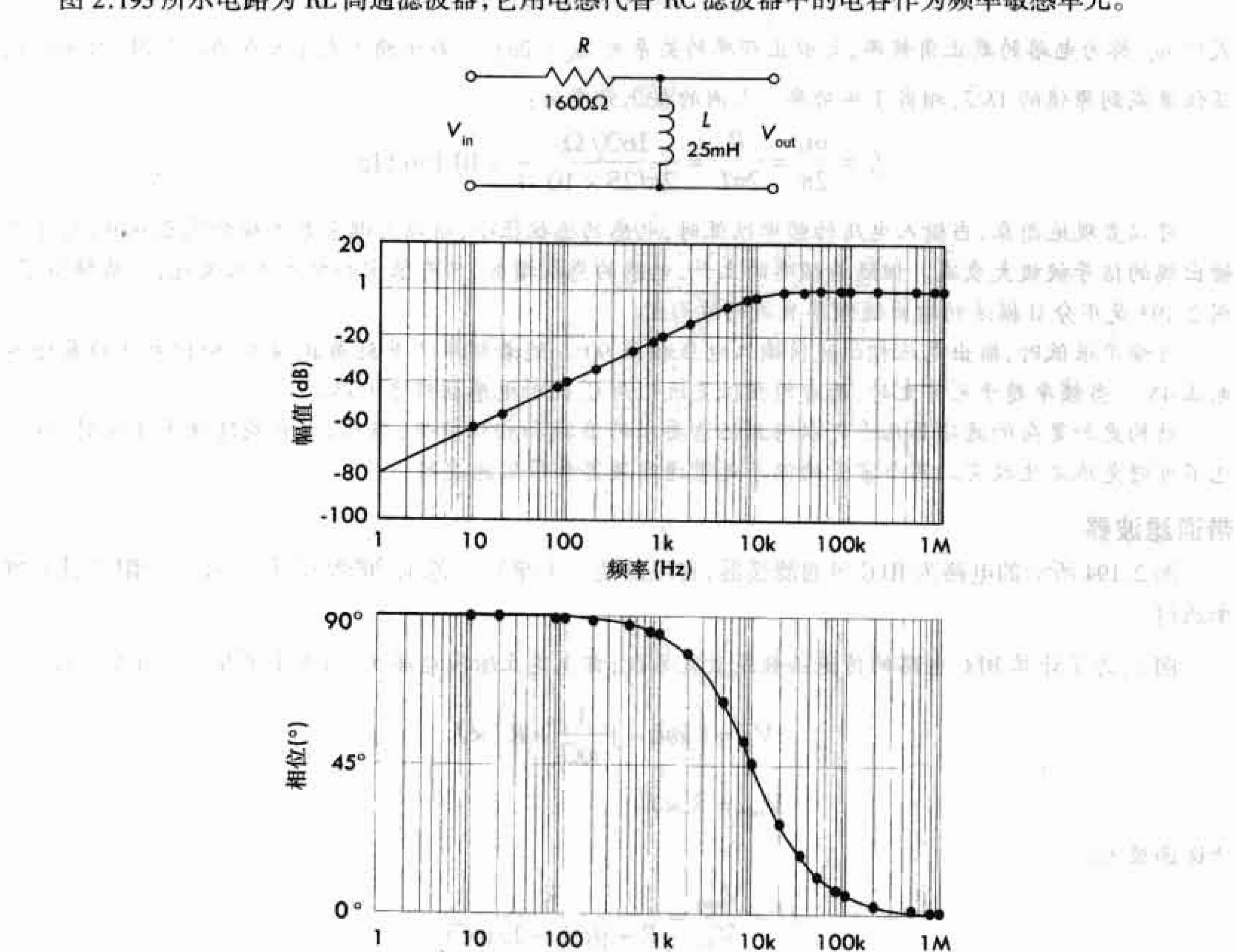


图 2.193 RL 高通滤波器

例 4： 为了计算 RL 电路的传递函数或衰减系数，首先建立输入电压 V_{in} 与输出电压 V_{out} 的关系式：

$$V_{in} = I \times Z_{in} = I \times (R + j\omega L)$$

$$V_{out} = I \times Z_{out} = I \times (j\omega L)$$

传递函数为：

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L}$$

$$= \frac{\omega L \angle 90^\circ}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \angle \arctan(\omega L / R)}$$

H 的幅值和相位为：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

或

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{\omega R/\omega_C}{\sqrt{R^2 + (\omega R/\omega_C)^2}},\quad \omega_C = \frac{R}{L}$$

$$\arg(H) = \phi = 90° - \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

式中 ω_C 称为电路的截止角频率，与截止频率的关系为 $\omega_C = 2\pi f_C$。截止频率表示频率为此值时，输出的电压值衰减到原值的 $1/\sqrt{2}$，相当于半功率。本例的截止频率为：

$$f_C = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{1600\ \Omega}{2\pi(25\times10^{-3})} = 10\ 186\ \text{Hz}$$

可以直观地想象，当输入电压的频率很低时，电感的感抗很小，所以大部分电流被分流至地端，传送至输出端的信号被极大衰减。但随着频率的上升，电感的感抗增加，只有很少的电流流入大地，衰减降低了。图 2.193 是用分贝描述的输出随频率衰减的波形图。

在频率很低时，输出电压相位超前输入电压相位 90°。随着频率上升到截止频率，输出电压超前输入电压 45°。当频率趋于无穷大时，两者的相位差近似为 0，此时电感相当于开路。

结构更加复杂的滤波器几乎可以得到任意要求的衰减和相位特性，当然，当衰减随频率变化时，相位也不可避免地发生改变。两个常见的例子是带通滤波器和带阻滤波器。

带通滤波器

图 2.194 所示的电路为 RLC 带通滤波器，它可以使一个窄频率范围(频带)的信号通过而阻止其他频率通过。

例 5: 为了计算 RLC 电路的传递函数或衰减系数，首先建立输入电压 V_{in} 与输出电压 V_{out} 的关系式：

$$V_{in} = \left(j\omega L - j\frac{1}{\omega C} + R\right)\times I$$

$$V_{out} = R\times I$$

传递函数为：

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

以上传递函数对应空载输出的情况。若按实际情况将负载电阻接到输出端，就必须将 R 用 R_T 替换，R_T 是 R 和 R_{LOAD} 的并联等效电阻：

$$R_T = \frac{R\times R_{LOAD}}{R + R_{LOAD}} = \frac{500\times(60)}{500+60} = 54\ \Omega$$

将 R_T 代入空载传递函数中得到模值为：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{R_T}{\sqrt{{R_T}^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}}$$

代入所有元件的值并令 $\omega = 2\pi f$，可得：

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{54}{\sqrt{(54)^2 + [0.314f - 1/(7.54\times10^{-7}f)]^2}}$$

图 2.194 是根据上式绘出的输出随频率衰减的波形(图中另外三条曲线分别对应负载为 4 Ω，100 Ω 和无穷大)。

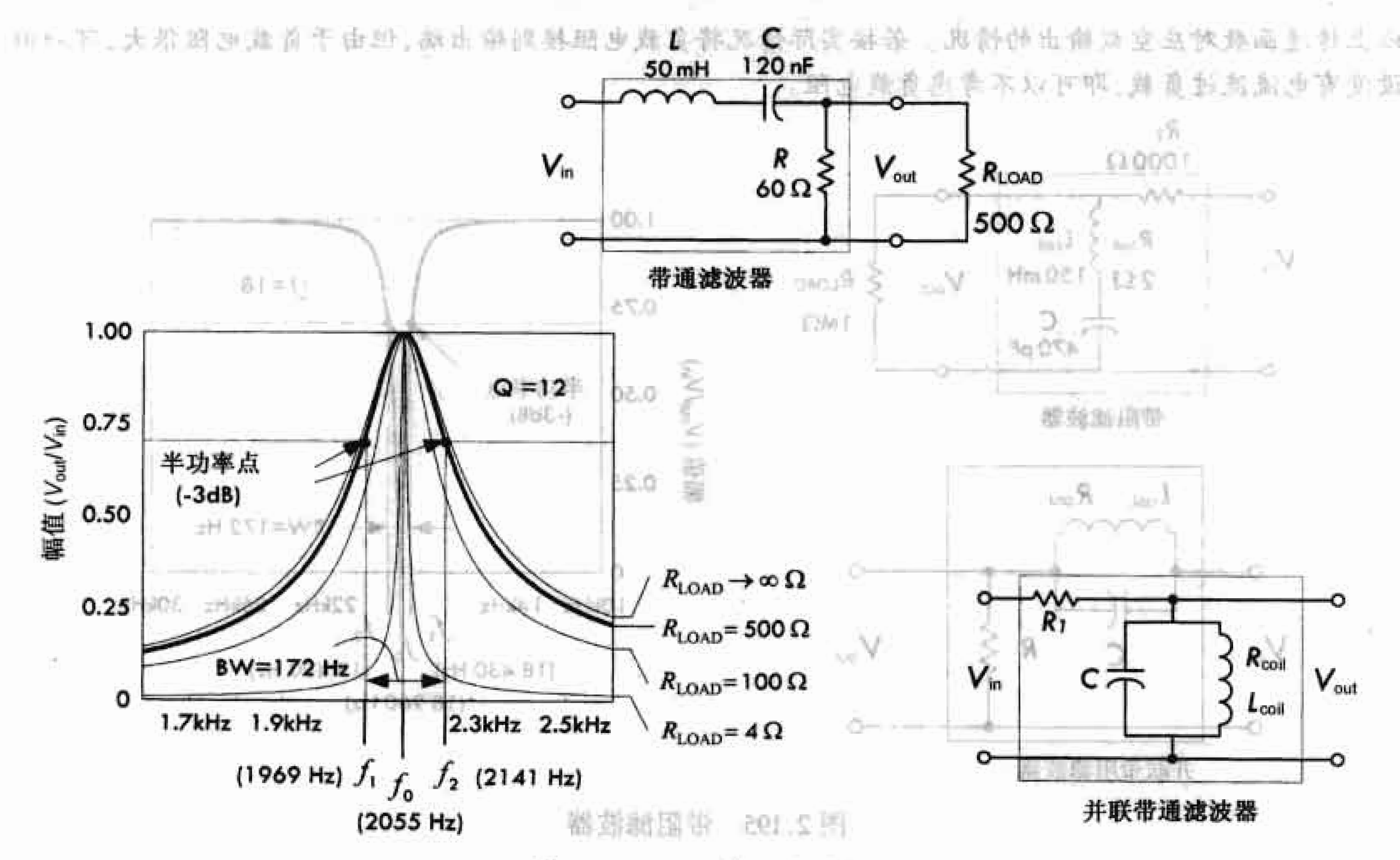


图 2.194 RLC 带通滤波器

谐振频率、Q 值、带宽和上下截止频率分别为：

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{(50\times10^{-3})(120\times10^{-9})}}=2055\ \text{Hz}$$

$$Q=\frac{X_{L0}}{R_T}=\frac{2\pi f_0 L}{R_T}=\frac{2\pi(2055)\times(50\times10^{-3})}{54}=12$$

$$\text{BW}=\frac{f_0}{Q}=\frac{2055}{12}=172\ \text{Hz}$$

$$f_1=f_0-\text{BW}/2=2055-172/2=1969\ \text{Hz}$$

$$f_2=f_0+\text{BW}/2=2055+172/2=2141\ \text{Hz}$$

图中并联带通滤波器的特性与带通滤波器类似，不同的是，当调谐电路接近谐振频率时，RL 线圈部分的阻抗变大，电流几乎都流过负载，偏离谐振点时，并联部分的阻抗降低，电流几乎不流过负载。

带阻滤波器

图 2.195 所示的电路为带阻滤波器，它可以让较大范围频率的信号通过，而阻止一个小频带范围的信号。

例 6: 为了计算 RLC 电路的传递函数或衰减系数，首先建立输入电压 V_{in} 与输出电压 V_{out} 的关系式：

$$V_{in}=\left(R_{coil}+j\omega L-j\frac{1}{\omega C}\right)\times I$$

$$V_{out}=\left(R_1+R_{coil}+j\omega L-j\frac{1}{\omega C}\right)\times I$$

传递函数为：

$$H=\frac{V_{out}}{V_{in}}=\frac{R_{coil}+j[\omega L-1/(\omega C)]}{(R_1+R_{coil})+j[\omega L-1/(\omega C)]}$$

以上传递函数对应空载输出的情况。若按实际情况将负载电阻接到输出端,但由于负载电阻很大,可以假设没有电流流过负载,即可以不考虑负载电阻。

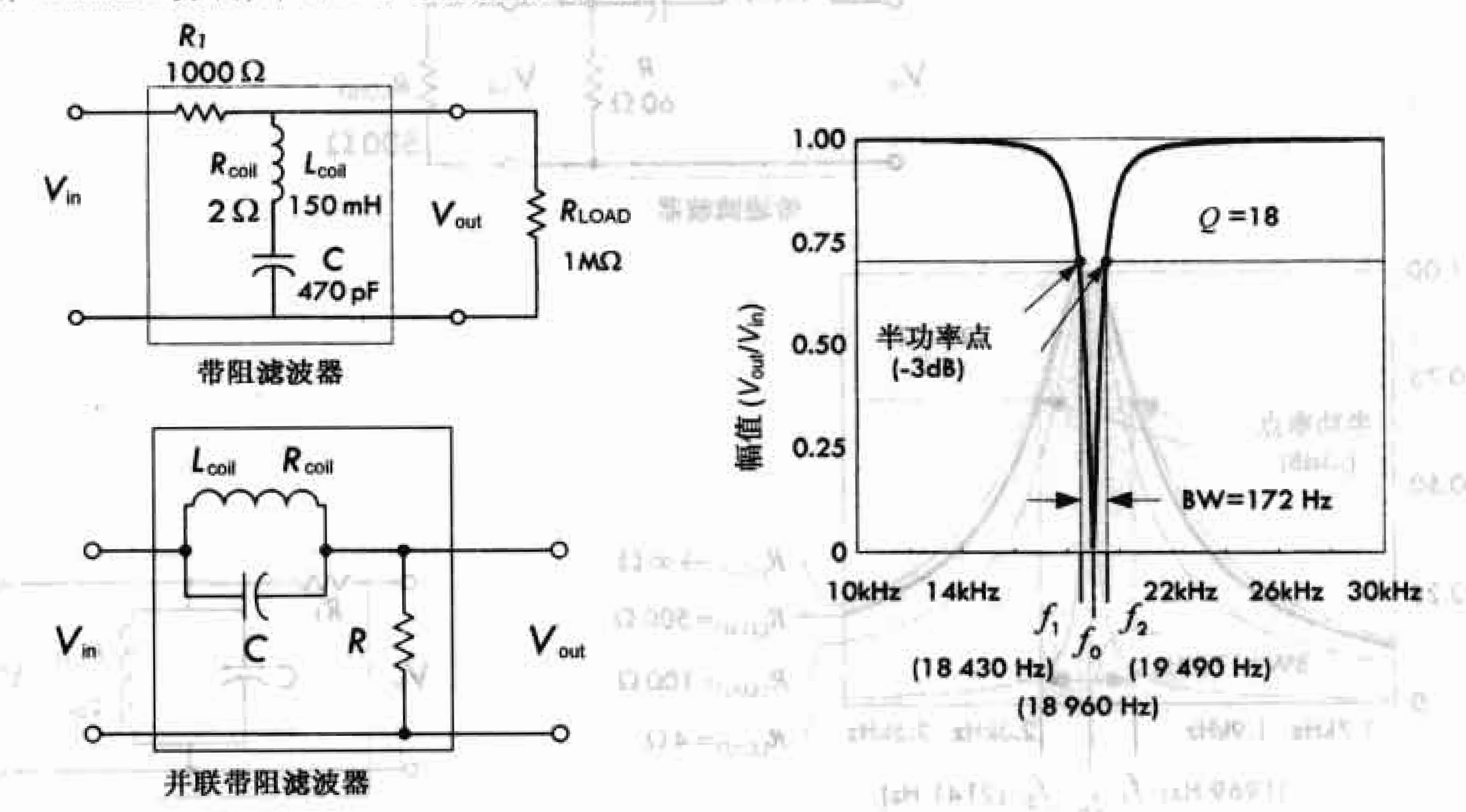


图 2.195 带阻滤波器

传递函数的模值为:

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{\sqrt{R_{coil}{}^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}}{\sqrt{(R_1 + R_{coil})^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2}}$$

代入所有元件的值并令 $\omega = 2\pi f$,可得:

$$|H| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{\sqrt{4 + (0.94f - 3.38 \times 10^8/f)^2}}{\sqrt{1.00 \times 10^6 + (0.94f - 3.38 \times 10^8/f)^2}}$$

图 2.195 是根据上式绘出的输出随频率衰减的波形。

谐振频率、Q 值、带宽和上下截止频率分别为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(150 \times 10^{-3}) \times (470 \times 10^{-12})}} = 18\,960 \text{ Hz}$$

$$Q = \frac{X_{L,0}}{R_1} = \frac{2\pi f_0 L}{R_1} = \frac{2\pi(18\,960) \times (150 \times 10^{-3})}{1000} = 18$$

$$BW = \frac{f_0}{Q} = \frac{18\,960}{18} = 1053 \text{ Hz}$$

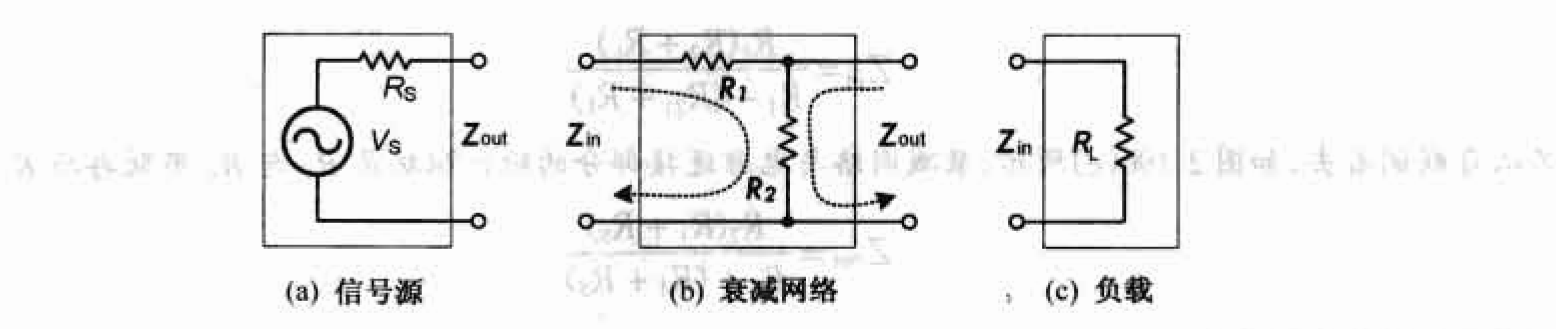
$$f_1 = f_0 - BW/2 = 18\,960 - 1053/2 = 18\,430 \text{ Hz}$$

$$f_2 = f_0 + BW/2 = 18\,960 + 1053/2 = 19\,490 \text{ Hz}$$

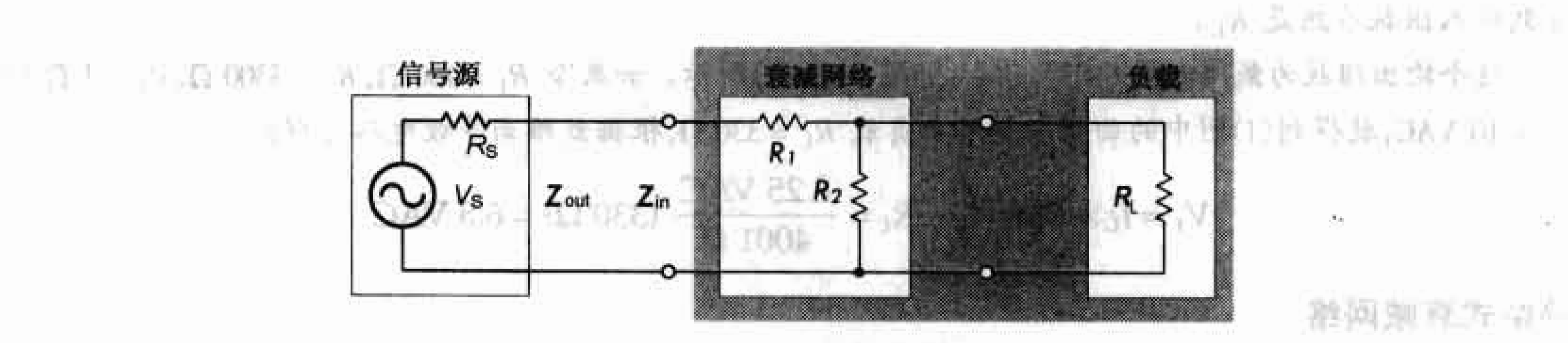
并联带阻滤波器的阻带特性与带阻滤波器类似,不同的是,当调谐电路接近谐振频率时,RL 线圈部分的阻抗变大,电流几乎不流过负载,偏离谐振点时,并联部分的阻抗降低,电流几乎都流过负载。

2.33.2 衰减网络

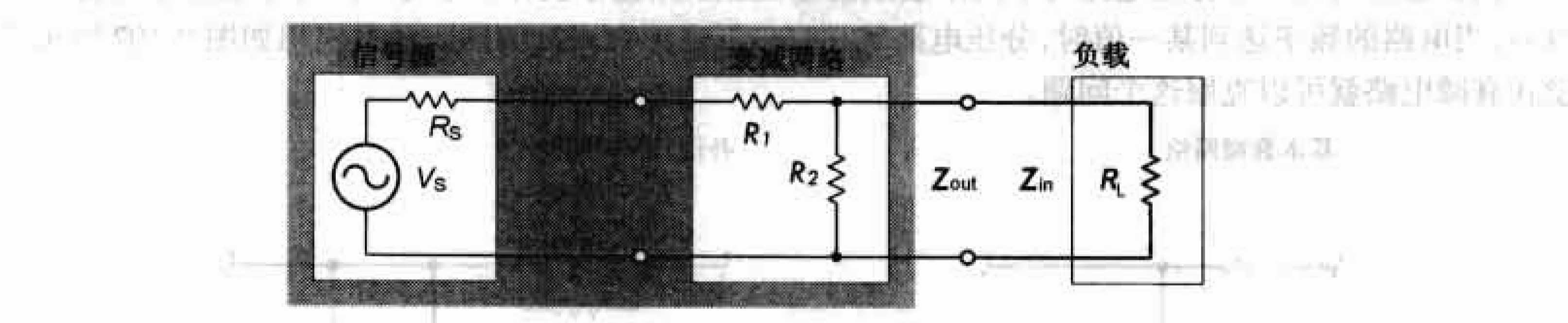
经常需要把一个正弦电压衰减一定的量,而衰减量与频率无关,应用一个分压器可以实现上述要求。图 2.196 给出了一个简单的分压衰减网络。在电源与负载之间接入衰减网络,可以在信号到达负载之前降低信号的幅值。在下面例子中,要特别注意输入与输出的阻抗。



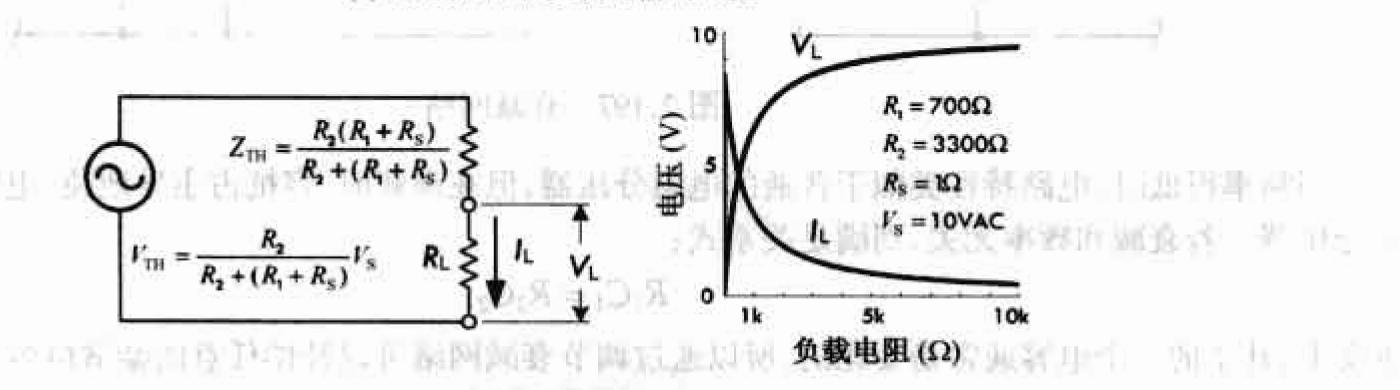
(a) 信号源 (b) 衰减网络 (c) 负载



(d) 衰减网络和负载的输入阻抗



(e) 衰减网络和负载的输出阻抗



(f) 戴维南等效电路

图 2.196 分压衰减网络

例 7:在图 2.196(a)中,电源的输出阻抗等于电源的内电阻:

$$Z_{out} = R_S$$

图 2.196(b)中,衰减网络的输入阻抗与输出阻抗为:

$$Z_{in} = R_1 + R_2$$

$$Z_{out} = R_2$$

设电阻 R_2 上流过的电流相同,得传递函数为:

$$H = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I \times Z_{out}}{I \times Z_{in}} = \frac{Z_{out}}{Z_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

可以看出这是一个简单的分压器。

图 2.196(c)中,负载的输入阻抗为:

$$Z_{in} = R_L$$

显然,当连接以上电路后,输入与输出阻抗发生了改变。若由电源侧看去,如图 2.196(d)所示,衰减网络与负载连接部分的输入阻抗,是 R_2 与 R_L 串联再与 R_1 并联:

$$Z_{in}=\frac{R_1(R_2+R_L)}{R_1+(R_{21}+R_L)}$$

若从负载侧看去，如图 2.196(e)所示，衰减网络与电源连接部分的输出阻抗是 R_1 与 R_S 串联再与 R_2 并联：

$$Z_{out}=\frac{R_2(R_1+R_S)}{R_2+(R_1+R_S)}$$

负载输入阻抗依然是 R_L。

这个输出阻抗为戴维南等效阻抗 Z_{TH}，如图 2.196(f)所示。如果令 $R_1=100\ \Omega$，$R_2=3300\ \Omega$，$R_S=1\ \Omega$ 和 $V_S=10$ VAC，就得到(f)图中的曲线。如果令负载 $R_L=330\ \Omega$，根据戴维南等效电路可得：

$$V_L=I_L\times R_L=\frac{V_{TH}}{Z_{TH}}R_L=\frac{8.25\ \text{VAC}}{4001\ \Omega}(330\ \Omega)=6.8\ \text{VAC}$$

补偿式衰减网络

我们已经看到一个分压电路可以用来衰减信号，且衰减方式与频率无关。但实际电路中都存在杂散电容，当电路的频率达到某一值时，分压电路就相当于低通或高通滤波器。通过应用如图 2.197 所示的补偿式衰减电路就可以克服这个问题。

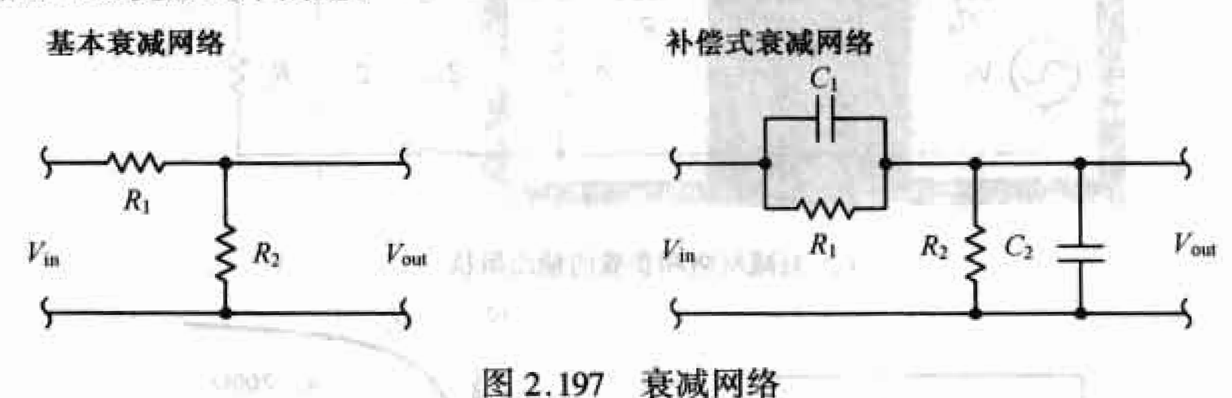


图 2.197　衰减网络

当频率很低时，电路特性类似于普通的电阻分压器，但在高频时，容抗占主导地位，电路特性类似于容性分压器。若衰减和频率无关，则满足关系式：

$$R_1C_1=R_2C_2 \tag{2.96}$$

事实上，其中的一个电容通常是变化的，所以通过调节衰减网络可以补偿任意的杂散电容。

这样的补偿衰减网络经常用于示波器的输入端来提高输入阻抗和降低输入容抗，使示波器类似于理想电压表。但是，会造成对输入电压范围敏感性的降低。

2.34　瞬态电路

电路的瞬态现象不同于任何稳态情况。瞬态现象反映了由于外部电路的接入而引起的电压突然变化，例如，开关的分合或晶体管开关状态变化。在瞬态期间，整个电路的电压和电流瞬时调整到一个新的直流值，但在短暂时间内，立即出现了不容忽略的瞬态问题。若初始时刻，电路处于直流状态，最终时刻，电路处于另一个直流状态，但在两个状态之间，电路为进入新的状态需进行调整，因而可能出现复杂的现象。介绍包含电抗元件电路的瞬态问题，通常需要求解微分方程，因为响应是时间的函数。下面通过图 2.198所示的一个简单的例子来说明不涉及电抗和微分方程的方法，但又同样很好地说明了瞬态问题。

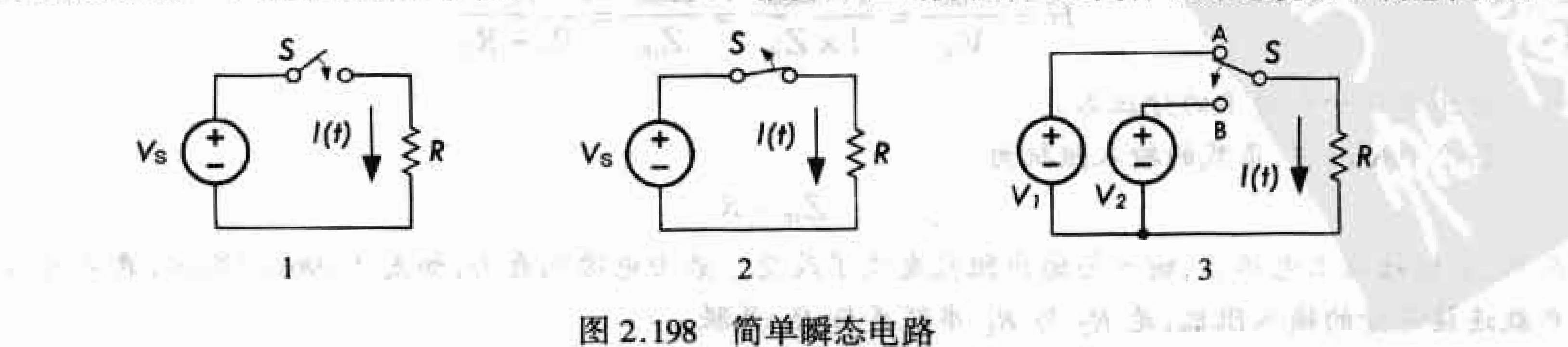


图 2.198　简单瞬态电路

例 1：

1. 起初开关 S 是打开的。$t=0$ 时刻将其闭合，V_S 与 R 相连，根据欧姆定律，即刻产生电流。如果 $t>0$之后，开关保持闭合，电流保持 S 闭合瞬间的电流值：

$$I(t)=\begin{cases}0 & t<0, \quad \text{S闭合前}\\ V_S/R & t=0, \quad \text{S闭合瞬间}\\ V_S/R & t>0, \quad \text{S闭合以后的时间}\end{cases}$$

2. 起初开关 S 是闭合的。$t=0$ 时刻将其打开，电阻两端的电压和流过它的电流为 0。在 $t>0$ 之后，开关一直打开，电压和电流保持为 0：

$$I(t)=\begin{cases}V_S/R & t<0, \quad \text{S打开前}\\ 0 & t=0, \quad \text{S打开瞬间}\\ 0 & t>0, \quad \text{S打开以后的时间}\end{cases}$$

3. 起初开关 S 位于 A 处($t<0$)，R 两端的电压为 V_1，电流 $I=V_1/R$。忽略开关元件切换到 B 处的时间延迟，设 $t=0$ 时刻 S 打到 B 处，电压立刻改变，R 两端的电压为 V_2，电流为 $I=V_2/R$。

$$I(t)=\begin{cases}V_1/R & t<0, \quad \text{S在A处}\\ V_2/R & t=0, \quad \text{S瞬间打向B}\\ V_2/R & t>0, \quad \text{S在B处以后的时间}\end{cases}$$

上述例子好像很简单，但说明一个重要的问题，在开关动作之前，电阻两端的电压和流过电阻的电流同为零或为常数，在开关动作后，电压和电流即刻变为新值，说明电阻的固有响应与时间无关，只遵循欧姆定律 $V=IR$。也就是说，在强制响应下，电阻的电压可以立即变为一个新的稳态值，电阻的电流也立即变为一个新的稳态值。

对于电容和电感电路，强制响应(施加电源或移去电源)不能使电压或电流立即达到一个新的稳定状态。事实上，在强制响应后有一个固有响应，其电压和电流随着时间而变化。由基尔霍夫定理得到的瞬态电路模型是微分方程，根据初始条件可求解瞬态过程。下面的两个例子在前面电容和电感一节中曾经分析过，例 2 说明了当电压突然施加到 RL 和 RC 电路时发生的现象。

例 2：应用基尔霍夫电压方程可得图 2.199 所示电路的方程：

$$V_S-L\frac{dI}{dt}-RI=0 \quad \text{或} \quad L\frac{dI}{dt}+RI=V_S$$

上式是一阶非其次微分方程。为了求解这个方程，应先分离变量，然后积分：

$$\int\frac{L}{V_S-RI}dI=\int dt$$

积分得通解：

$$-\frac{L}{R}\ln(V_S-RI)=t+C$$

由初始条件 $t(0)=0, I(0)=0$，可以确定积分式中的常数：

$$C=-\frac{L}{R}\ln V_S$$

将其代入通解式中得：

$$I=\frac{V_S}{R}(1-e^{-Rt/L})$$

把图 2.199 所示电路中元件的值代入方程，得到：

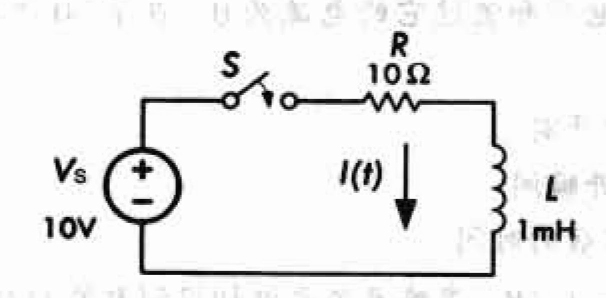
$$I=\frac{10\text{ V}}{10\ \Omega}(1-e^{-10t/0.001})=1.0\text{ A}(1-e^{-1000t})$$

一旦求得电流，电阻与电感两端的电压很容易得到：

$$V_R = IR = V_S(1-e^{-Rt/L}) = 10\,V(1-e^{10\,000t})$$

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt} = V_S e^{-t(L/R)} = 10\,Ve^{-10\,000t}$$

图 2.199 中的曲线显示了电压是如何随时间变化的。电感这部分解释了 RL 电路中以前没有提及的一些重要细节，也说明了未激磁的 RL 电路是如何工作的。



$$I(t) = \begin{cases} 0 & t<0 \text{ (S 闭合前)} \\ 0 & t=0 \text{ (S 闭合瞬间)} \\ (V_S/R)(1-e^{-(R/L)t}) & t>0 \text{ (S 闭合后)} \\ V_S/R & t\to\infty \text{ (稳态时)} \end{cases}$$

$$V_R(t) = \begin{cases} 0 & t<0 \text{ (S 闭合前)} \\ 0 & t=0 \text{ (S 闭合瞬间)} \\ V_S(1-e^{-(R/L)t}) & t>0 \text{ (S 闭合后)} \\ V_S & t\to\infty \text{ (稳态时)} \end{cases}$$

$$V_L(t) = \begin{cases} 0 & t<0 \text{ (S 闭合前)} \\ V_S & t=0 \text{ (S 闭合瞬间)} \\ V_S e^{-(R/L)t} & t>0 \text{ (S 闭合后)} \\ 0 & t\to\infty \text{ (稳态时)} \end{cases}$$

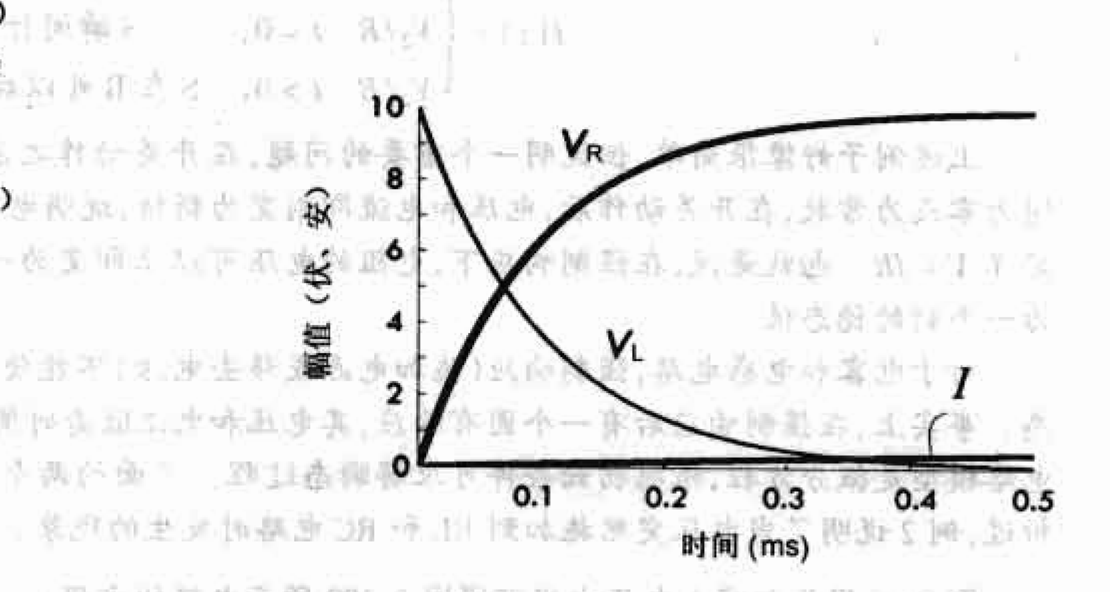


图 2.199 含有电感的瞬态电路

例 2：应用基尔霍夫电压方程可得图 2.200 所示电路的方程：

$$V_S = RI + \frac{1}{C}\int_0^t I dt$$

对上式两边同时微分得：

$$0 = R\frac{dI}{dt} + \frac{1}{C}I$$

以上是一阶线性奇次微分方程。线性是指每一项中的未知量为一次幂，一阶是指最高阶导数为一阶，奇次是指等式右端项等于 0。所有线性一阶奇次微分方程的解都有如下形式：

$$I = I_0 e^{\alpha t}$$

把上式代入微分方程式，得代数方程：

$$\alpha + \frac{1}{RC} = 0$$

从中解得常数 α 为：

$$\alpha = -\frac{1}{RC}$$

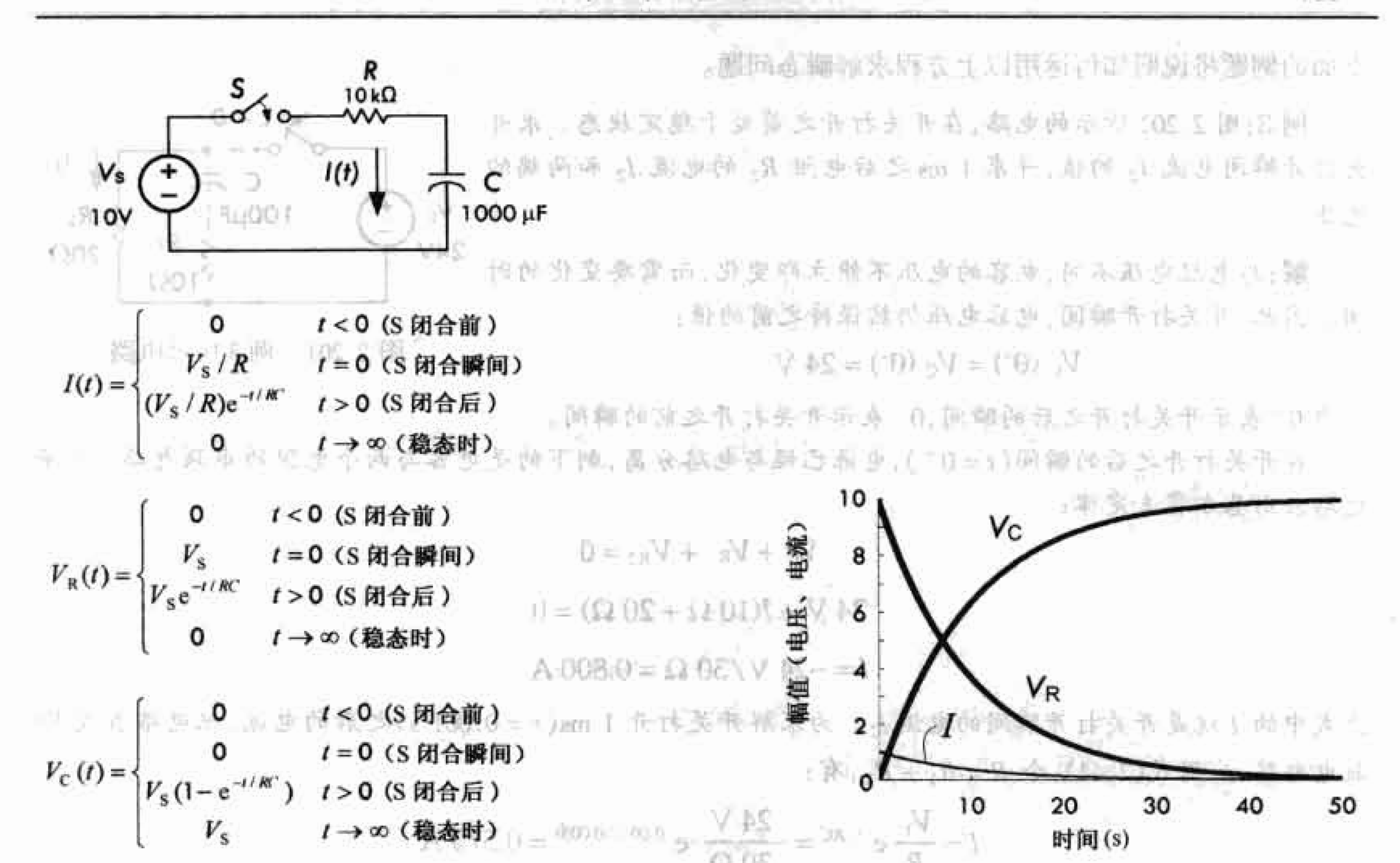


图 2.200　含有电容的瞬态电路

常数 I_0 由 $t=0$ 时的初始条件确定。由于初始时刻电容两端的电压不变，因此如果在开关闭合前电容两端的电压为 0，那么在开关闭合后的瞬间其两端电压仍为 0，电容可以看成短路，则初始电流为：

$$I(0)=I_0=\frac{V_S}{R}$$

因此，对于电容没有初始能量的 RC 串联电路，其瞬态解是：

$$I=\frac{V_S}{R}e^{-t/RC}$$

把图 2.200 所示电路中元件的值代入方程，得：

$$I=0.001\ \text{A}\,e^{-0.1t}$$

一旦求得电流，电阻与电容两端的电压很容易得到：

$$V_R=IR=V_Se^{-t/RC}=10\ \text{V}\,e^{-0.1t}$$

$$V_C=\frac{1}{C}\int_0^t I\mathrm{d}t=V_S(1-e^{-t/RC})=10\ \text{V}\,(1-e^{-0.1t})$$

图 2.200 中的曲线显示了电压是如何随时间变化的。电容这部分解释了 RC 电路中以前没有提及的一些重要细节，并说明了未充电的 RC 电路是如何工作的。

下面的方程式是之前提到的充电和未充电的 RC 电路的响应方程以及激磁和未激磁的 RL 电路的响应方程，通常可以把这些式子与瞬态电路结合，而不需建立和求解微分方程。

RC 充电	RC 未充电	LC 激磁	LC 未激磁
$I=\frac{V_S}{R}e^{-t/RC}$	$I=\frac{V_S}{R}e^{-t/RC}$	$I=\frac{V_S}{R}(1-e^{-Rt/L})$	$I=\frac{V_S}{R}e^{-Rt/L}$
$V_R=V_Se^{-t/RC}$	$V_R=V_Se^{-t/RC}$	$V_R=V_S(1-e^{-Rt/L})$	$V_R=V_Se^{-Rt/L}$
$V_C=V_S(1-e^{-t/RC})$	$V_C=V_Se^{-t/RC}$	$V_L=V_Se^{-Rt/L}$	$V_L=-V_Se^{-Rt/L}$

下面的例题将说明如何运用以上方程求解瞬态问题。

例3：图2.201所示的电路，在开关打开之前处于稳定状态。求开关打开瞬间电流 I_2 的值，并求1 ms之后电阻 R_2 的电流 I_2 和两端的电压。

图2.201 例3所示电路

解：与电阻电压不同，电容的电压不能立即变化，而需要变化的时间。因此，开关打开瞬间，电容电压仍然保持之前的值：

$$V_C(0^+) = V_C(0^-) = 24\ \text{V}$$

式中 0^+ 表示开关打开之后的瞬间，0^- 表示开关打开之前的瞬间。

在开关打开之后的瞬间($t=0^+$)，电源已经与电路分离，剩下的是电容与两个电阻的串联电路。对新电路应用基尔霍夫定律：

$$V_C + V_{R1} + V_{R2} = 0$$

$$24\ \text{V} + I(10\ \Omega + 20\ \Omega) = 0$$

$$I = -24\ \text{V}/30\ \Omega = 0.800\ \text{A}$$

上式中的 I 就是开关打开瞬间的电流 I_2。为求解开关打开1 ms($t=0.001$ s)之后的电流，把电路看成RC放电电路，应用式(2.44)，令 $R=R_1+R_2$，有：

$$I = \frac{V_C}{R}e^{-t/RC} = \frac{24\ \text{V}}{30\ \Omega}e^{-0.001/(0.003)} = 0.573\ \text{A}$$

此时 R_2 两端的电压为：

$$V_{R2} = IR_2 = (0.573\ \text{A})\times(20\ \Omega) = 11.46\ \text{V}$$

例4：电路如图2.202所示，求开关打开瞬间($t=0$)的电流 I。同时求 $t=0.1$ s时电阻和电容两端的电压。

图2.202 例4所示电路

解：当开关打开时，电感电流不能立刻改变，电感相当于短路，电感的电阻和 R 串联，得强制响应为：

$$I_f = \frac{24\ \text{V}}{(10\ \Omega + 20\ \Omega)} = 0.80\ \text{A}$$

在 $t=0$ 之后的任意时刻，电路的固有响应，或没有电压源时的响应，可直接看做是RL放电电路的响应，这里的 R 是电阻和电感阻抗的串联组合：

$$I_n = Ce^{-Rt/L} = Ce^{-30t/5} = Ce^{-6t}$$

总电流是强制响应和固有响应的和：

$$I = I_f + I_n = 0.80\ \text{A} + Ce^{-6t}$$

然后通过求解电流 $I(0^+)$ 来确定常数 C：

$$I(0^+) = V_S/R_L = 24\ \text{V}/10\ \Omega = 2.4\ \text{A}$$

$$C = \frac{2.4\ \text{A} - 0.80\ \text{A}}{e^{-6(0)}} = 1.60\ \text{A}$$

所以

$$I(t) = 0.8\ \text{A} + (1.60\ \text{A})e^{-6t}$$

由上式计算出 $t=0.1$ s时的电流：

$$I(t=0.1\ \text{s}) = 0.8\ \text{A} + (1.60\ \text{A})e^{-6(0.1)} = -0.08\ \text{A}$$

进而求得该时刻电阻与电感两端的电压：

$$V_R = IR = (-0.08\ \text{A}) \times (20\ \Omega) = -1.6\ \text{V}$$

$$V_L = 24\ \text{V} - V_R = 22.4\ \text{V}$$

例 5: 电路如图 2.203 所示,求 $t = 0.3$ s 时的电流 I_L。

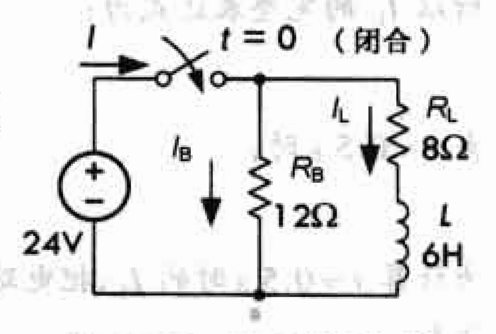


图 2.203 例 5 所示电路

解: 由于 12 Ω 电阻对 I_L 没有影响,所以电路为电阻 R_L 与电感 L 串联的简单 R_L 充电电路:

$$I_L = \frac{V_S}{R_L}(1 - e^{-(R_L/L)t}) = \frac{24\ \text{V}}{8\ \Omega}(1 - e^{-1.3t})$$

$$= (3\ \text{A}) \times (1 - e^{-1.3t})$$

在 $t = 0.3$ s

$$I_L = (3\ \text{A}) \times (1 - e^{-1.3(0.3\ \text{s})}) = 0.97\ \text{A}$$

对于电阻、电容和电感的强制响应项,要特别注意的是:

电阻: 在强制响应下,电阻两端的电压瞬间变化,电流即刻产生。电压或电流的响应没有延迟(理想状态)。

电容: 在强制响应下,电容两端的电压不能即刻变化,所以产生瞬态过渡过程,过渡过程初始时刻,电容可以视为开路或恒定电压源,即在 $t = 0^-$ 或 $t = 0^+$ 瞬间电压是常数,且电压值不变。同样,在 $t = 0^-$ 或 $t = 0^+$ 瞬间,因为积累电荷的时间为零,所以电流为 0。但在 $t = 0^+$ 之后,电容电压与电流出现随时间变化的固有响应。

电感: 在强制响应下,电感电流不能即刻变化,意味着在 $t = 0^-$ 或 $t = 0^+$ 瞬间,电感两端没有电压,所以电感可视为短路,即在 $t = 0^-$ 或 $t = 0^+$ 瞬间电流为常数,且电流值不变。但在 $t = 0^+$ 之后,电感电压与电流出现随时间变化的固有响应。

(如前所述,$t = 0^-$ 指瞬态发生前的瞬间,$t = 0^+$ 指瞬态发生后的瞬间)。

有时候求解瞬态电路的电压和电流有一些特别的方法,不同于以上三个例子中介绍的方法。接下来的一些例子将对此加以说明。

例 6: 电路如图 2.204 所示,试求开关闭合前瞬间($t = 0^-$)和开关闭合后瞬间($t = 0^+$)流经电感的电流和电容两端的电压,并计算开关闭合后 $t = 0.5$ s 时的 I_C 和 I_L。

解: 开关闭合之前,把电容视为开路,电容电流为 0。在开关闭合的瞬间,电容电压不能即刻变化,所以电容电流依旧为 0。在开关闭合之前和闭合之后的瞬间,电容两端的电压不变,等于电源电压。以上可用数学式子表示为:

$$I_L(0^-) = I_L(0^+) = 0$$

$$V_C(0^-) = V_C(0^+) = 18\ \text{V}$$

图 2.204 例 6 所示电路

当开关闭合后,电路为无源的 RC 电路,因此有通解:

$$I_C = Be^{-t/RC} = Be^{-t/(1.5)}$$

当 $t = 0^+$ 时

$$I_C(0^+)R + V_C(0^+) = 18\ \text{V}$$

所以

$$I_C(0^+) = -\frac{V_C(0^+)}{R} = -\frac{18\ \text{V}}{3\ \Omega} = -6\ \text{A}$$

将以上式子代回通解中,得常数 B 为:

$$B=\frac{I_C(0^+)}{e^{-0/(1.5)}}=\frac{-6\text{ A}}{1}=-6\text{ A}$$

所以 I_C 的完整表达式为：

$$I_C=(-6\text{ A})e^{-t/(1.5)}$$

当 $t=0.5$ s 时，

$$I_C=(-6\text{ A})e^{-0.5/(1.5)}=-4.3\text{ A}$$

为计算 $t=0.5$ s 时的 I_L，把电路响应看做是由 18 V 电源激励的 RL 电路的强制响应和 RL 电路的固有响应之和：

$$I_L=I_f+I_n=\frac{V_S}{R_l}+Ae^{-6t/5}$$

例 7：电路如图 2.205 所示，在 $t<0$ 时处于稳定状态，$t=0$ 时开关打开，试简述电路的所有初始条件，并求开关打开 0.6 s 后，电路中的电流以及在 $t=0.4$ s 时的电感电压。

图 2.205 例 7 所示电路

解：因为开关起初是闭合的，电容被短路，其两端没有电压，电流就等于电源电压除以电感的电阻：

$$I_L(0^-)=I_L(0^+)=\frac{120\text{ V}}{30\ \Omega}=4\text{ A}$$

$$V_C(0^-)=V_C(0^+)=0\text{ V}$$

由基尔霍夫电压定律，可得电路的方程为：

$$L\frac{dI}{dt}+R_lI+\frac{1}{C}\int Idt=120\text{ V}$$

$$(60\text{ H})\frac{dI}{dt}+(30\ \Omega)I+\frac{1}{1\text{ F}}\int Idt=120\text{ V}$$

特征方程为：

$$60p^2+20p+1=0$$

特征根为：

$$p=-0.46,-0.04$$

电流的全响应是强制分量和固有分量之和：

$$I=I_f+I_n=0+A_1e^{-0.46t}+A_2e^{-0.04t}$$

根据 $I(0^+)=4$，得 $A_1+A_2=4$

$t=0$ 时，

$$(60\text{ H})\frac{dI}{dt}(0^+)+(30\ \Omega)/(0^+)+V_C(0^+)=120\text{ V}$$

$$\frac{dI}{dt}(0^+)=0=0.46A_1+0.04A_2$$

从以上式子解得 $A_1=-0.38$，$A_2=4.38$，则：

$$I=-0.38e^{-0.46t}+4.38e^{-0.04t}$$

把 I 代入电感电压定义式中，得：

$$V_L = L\frac{dI}{dt} = 60\times[(-0.38)\times(-0.46)e^{-0.46t} + (4.38)\times(-0.04)e^{-0.04t}]$$

$t = 0.4$ s

$$V_L = 60\times(0.145 - 0.172) = -1.62\text{ V}$$

例 8：电路如图 2.206 所示，在 $t=0$ 时，开关由 1 打到 2，求 $t>0$ 后的 $I(t)$。

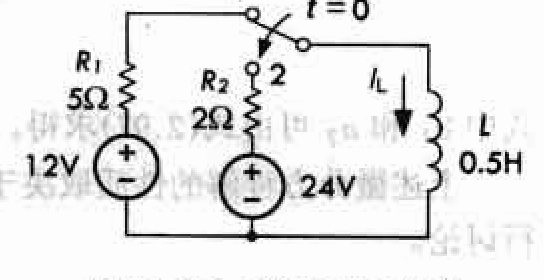


图 2.206 例 8 所示电路

解：开关切换后，断流的全响应是强制分量与固有分量之和：

$$I = I_f + I_n = \frac{V_{24\text{ V}}}{R_2} + I_L e^{-Rt/L}$$

$$= \frac{24\text{ V}}{2\ \Omega} + \left(\frac{12\text{ V}}{5\ \Omega} - \frac{24\text{ V}}{2\ \Omega}\right)e^{-2t/0.5}$$

$$= 12\text{ A} - (9.6\text{ A})e^{-4t}$$

2.34.1 RLC 串联电路

图 2.207 所示的 RLC 串联电路是另一个瞬态例子，它的计算比较复杂，但却是科学与工程领域出现的许多典型现象的代表。

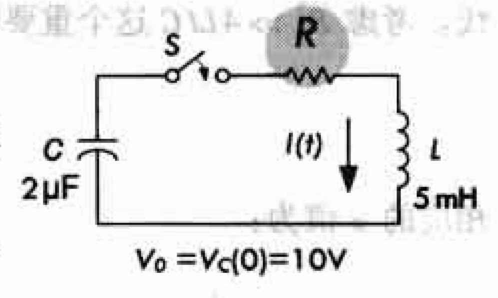


图 2.207 RLC 串联瞬态电路

假设电路中的电容已充电，电容电压为 V_0。在 $t=0$ 时刻，开关闭合。对于 $t\geqslant 0$ 的电路应用基尔霍夫电压定律得：

$$\frac{1}{C}\int I\mathrm{d}t + IR + L\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} = 0$$

重新写成标准形式为：

$$\frac{\mathrm{d}^2 I}{\mathrm{d}t^2} + \frac{R}{L}\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{LC}I = 0$$

这是一个线性二阶奇次微分方程的例子。可以设想方程解的形式与之前分析的一阶线性齐次微分方程解的形式相同：

$$I = I_0 e^{\alpha t}$$

将以上解代入微分方程得：

$$\alpha^2 + \frac{R}{L}\alpha + \frac{1}{LC} = 0$$

注意 $e^{\alpha t}$ 总能使线性齐次微分方程变为代数方程，其中一阶导数项由 α 代替，二阶导数项由 α^2 代替，依次类推。这样一个线性二阶齐次微分方程就变成了二次代数方程。二次代数方程的解为：

$$\alpha_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$
$$\alpha_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \tag{2.97}$$

因为 α 的任意值代表了原先微分方程的一个解，所以把这两个可能的解乘以任意常数，然后相加就构成了微分方程的一般通解：

$$I = I_1 e^{\alpha_1 t} + I_2 e^{\alpha_2 t}$$

式中常数 I_1 和 I_2 必须根据初始条件来确定。一个 n 阶微分方程，一般必须根据初始条件确定 n 个常数。本例中的常数可以从已知的 $I(0)$ 和 $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t(0)$ 得出。因为在 $t<0$ 时电感电流为 0，且不能即刻变化，即：

$$I(0)=0$$

电感两端的初始电压等于电容两端的初始电压,所以:

$$I_1=-I_2=\frac{V_0}{(\alpha_1-\alpha_2)L}$$

因此 RLC 串联电路电流的解为:

$$I=\frac{V_0}{(\alpha_1-\alpha_2)L}(e^{\alpha_1 t}-e^{\alpha_2 t}) \tag{2.98}$$

式中 α_1 和 α_2 可由式(2.97)求得。

上述微分方程解的性质取决于式(2.97)中平方根的值是正数,0,还是负数。下面将对这三种情况进行讨论。

情况 1:过阻尼

当 $R^2>4L/C$,平方根的值是正数,α 为两个负值,且 $|\alpha_2|>|\alpha_1|$,因此,方程的解答是具有相同初始值的两项之和,一项是缓慢衰减的正值,另一项是快速衰减的负值。图 2.208 给出了电流随时间变化的曲线。考虑 $R^2\gg 4L/C$ 这个重要的约束条件,平方根可以近似为:

$$\sqrt{\frac{R^2}{4L^2}-\frac{1}{LC}}=\frac{R}{2L}\sqrt{1-\frac{4L}{R^2C}}\approx\frac{R}{2L}-\frac{1}{RC}$$

相应的 α 值为:

$$\alpha_1=-\frac{1}{RC} \qquad 和 \qquad \alpha_2=-\frac{R}{L}$$

式(2.98)中的电流为:

$$I\approx\frac{V_0}{R}(e^{-t/RC}-e^{-Rt/L}) \tag{2.99}$$

在这个约束条件下,电流快速上升到接近 V_0/R 值,然后缓慢地衰减到零。过阻尼响应曲线如图 2.208 所示。

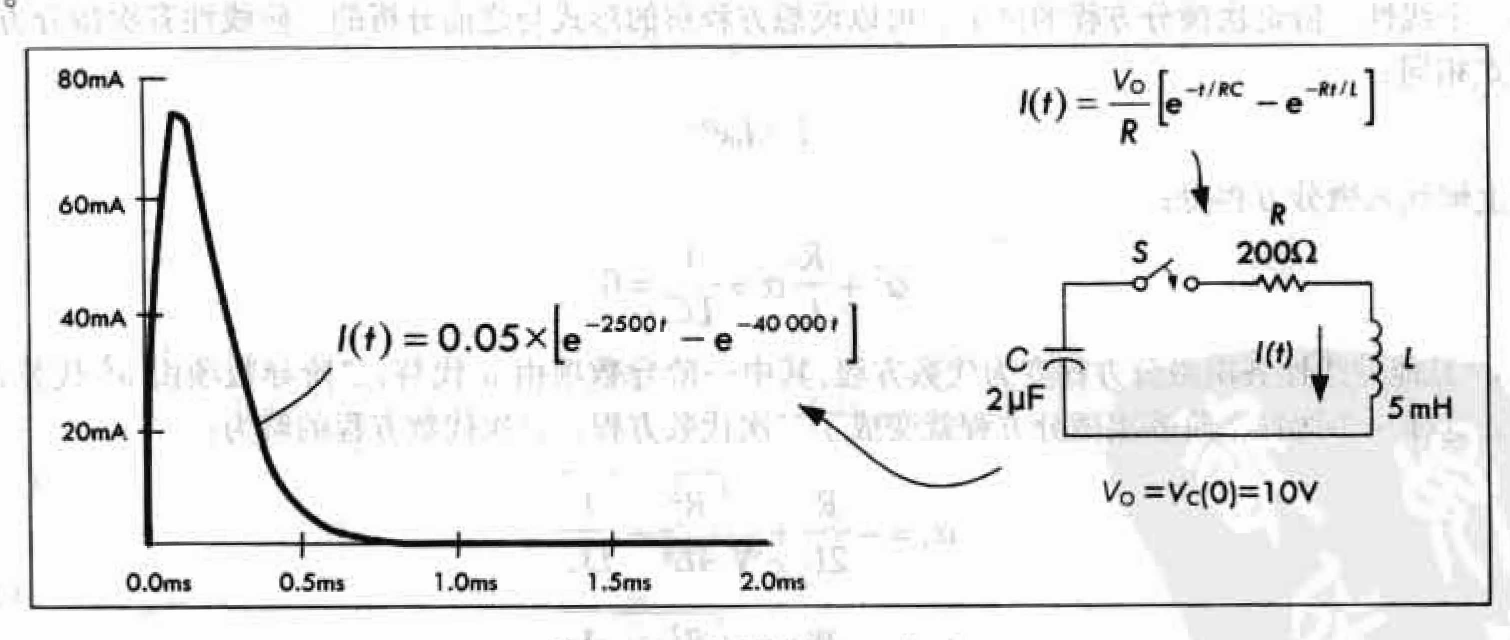


图 2.208 过阻尼 RLC 电路

情况 2:临界阻尼

当 $R^2=4L/C$,平方根的值为 0,且 $\alpha_1=\alpha_2$。式(2.98)变为 0 除 0,没有意义。因此,上述的求解方法失效。一个更有效的方法是令:

$$\varepsilon=\sqrt{\frac{R^2}{4L^2}-\frac{1}{LC}}$$

在$\varepsilon \to 0$时求得式(2.98)的极限,则:

$$\alpha_1 = -\frac{R}{2L} + \varepsilon \qquad 和 \qquad \alpha_2 = -\frac{R}{2L} - \varepsilon$$

式(2.98)变为:

$$I = \frac{V_0}{2\pi L} e^{-Rt/2L} (e^{\varepsilon t} - e^{-\varepsilon t})$$

运用展开式 $e^x \approx Hx$,当$|x| \ll 1$,前述的等式变为:

$$I = \frac{V_0}{L} e^{-Rt/2L} \tag{2.100}$$

临界阻尼响应曲线如图 2.209 所示,曲线形状与过阻尼情况下的曲线形状相似,表现为快速衰减到零,但没有越过 t 轴变为负值。

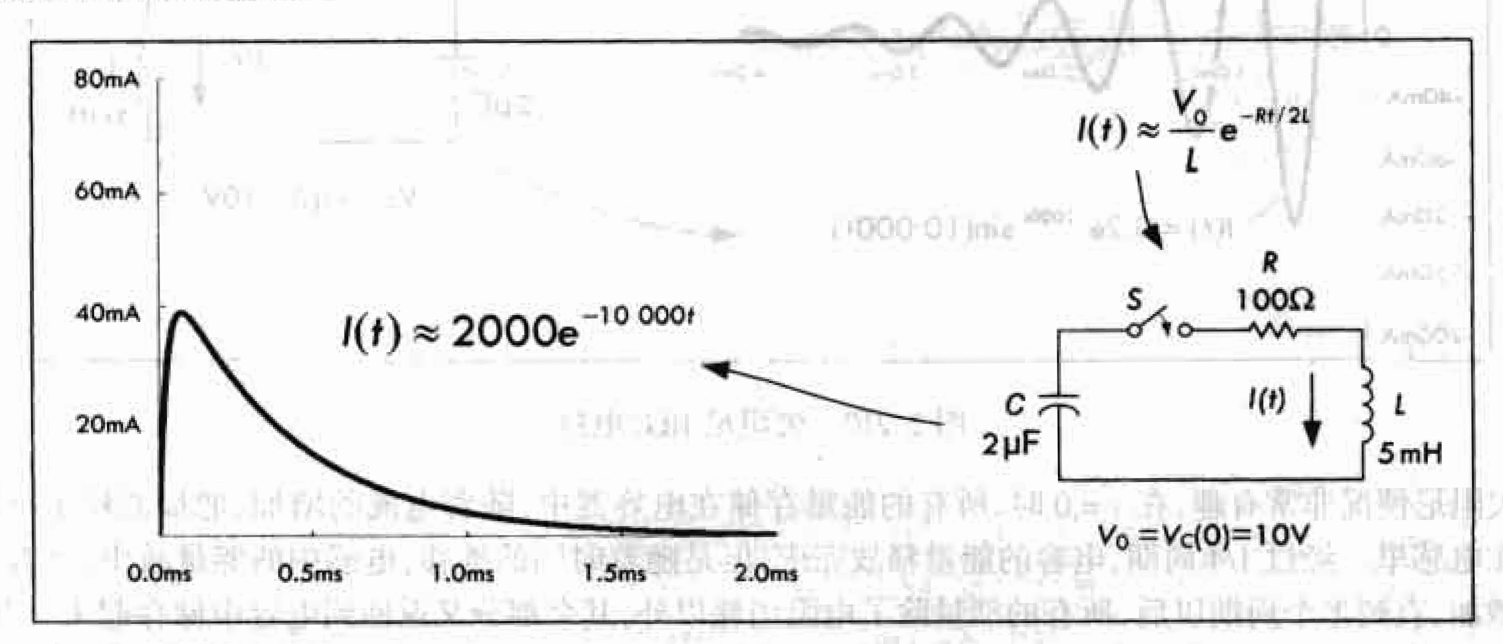


图 2.209 临界阻尼 RLC 电路

达到临界阻尼是很困难的,因为只要 R 发生一个很小的变化,临界阻尼条件就改变了,温度的微小变化就可能使 R 变化。电路在临界阻尼时,从 C 传递到 L 的能量比损耗在 R 上的能量小。

情况 3:欠阻尼

当 $R^2 < 4L/C$,平方根的值是负的,α 可以写为:

$$\alpha = -\frac{R}{2L} \pm \frac{j}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}}$$

式中 $j = \sqrt{-1}$。

定义角频率 ω:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2 C}{4L}} \tag{2.101}$$

当 $R^2 \ll 4L/C$,角频率近似为:

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

在大部分情况下,这个近似值都满足要求,将其代入式(2.98)得:

$$I = \frac{V_0}{2j\omega L} e^{-Rt/2L} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})$$

应用欧拉公式 $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$ 可将电流表示如下:

$$I=\frac{V_0}{\omega L}e^{-Rt/2L}\sin(\omega t) \tag{2.102}$$

注意,这个结果与以上两种情况不同,因为它是振荡的,同时随着时间振荡的幅值呈指数衰减,如图 2.210 所示。ω 为角频率,它的单位为每秒弧度,它与频率 f 的关系为 $\omega=2\pi f$,振荡的周期为 $T=1/f=2\pi/\omega$。

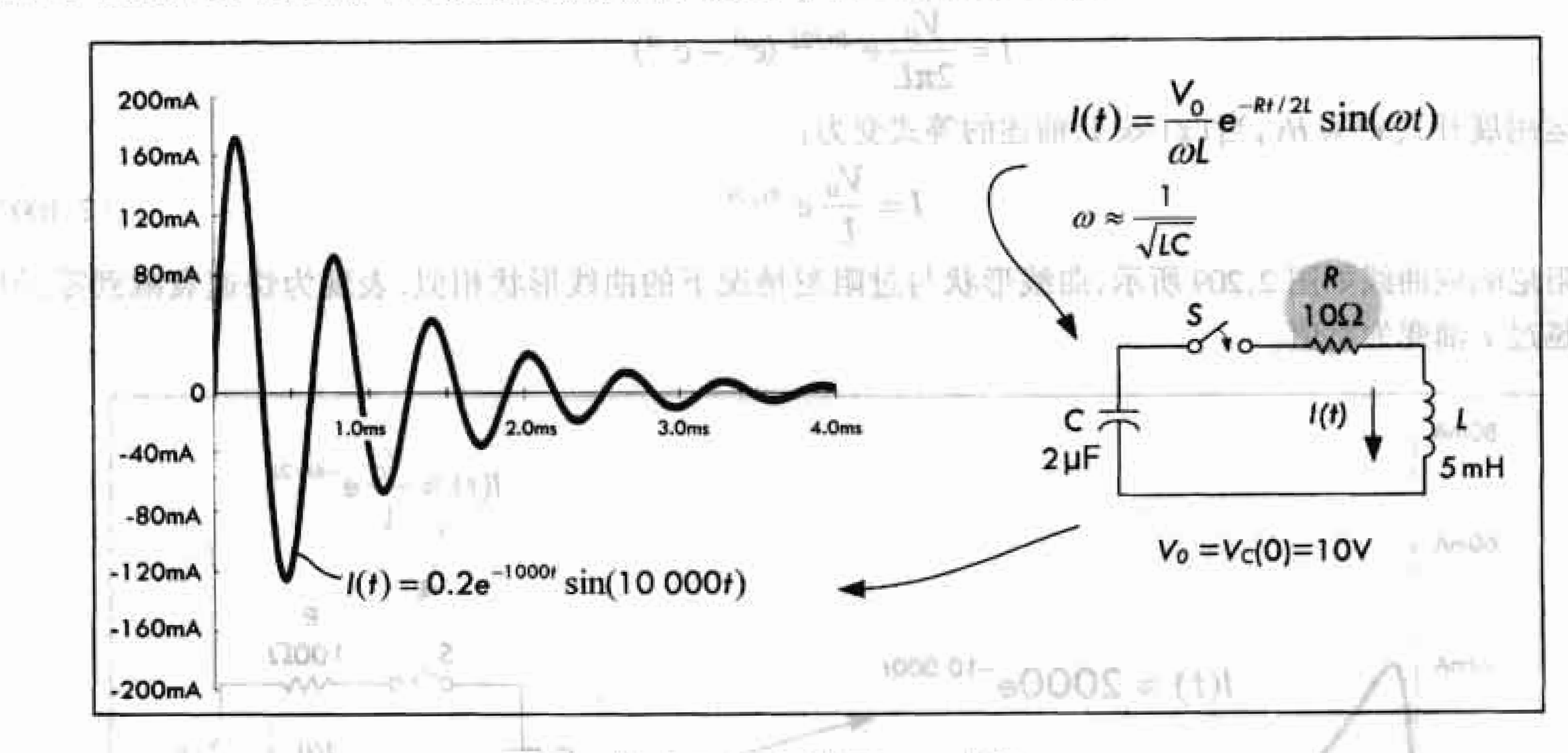


图 2.210 欠阻尼 RLC 电路

欠阻尼情况非常有趣,在 $t=0$ 时,所有的能量存储在电容器中,随着电流的增加,能量消耗于电阻和存储在电感里。经过 1/4 周期,电容的能量释放完毕,但是随着时间的推移,电感中的能量减少,电容中的能量增加,直到半个周期以后,所有的能量除了电阻消耗以外,其余部分又返回到电容中储存起来。其后,能量持续来回充放,直到最终被电阻全部消耗。一个没有电阻的 LC 串联电路将无阻尼地持续振荡。

对于以上 RLC 串联电路这种类型的微分方程,在科学与工程的许多领域中都有,被称为阻尼简谐振荡器。例如,汽车上的减震器是机械谐振部分,设计成接近临界阻尼状态。

2.35 周期非正弦电源电路

假设将一个周期非正弦电压,如方波、三角波或锯齿波,加到含有电阻、电容和电感的电路上,由于这不是直流电路,所以不能应用直流理论分析。由于这也不是正弦电路,所以也不能运用复数阻抗理论分析。那么,该怎样分析这个电路呢?

若所有的方法都不能用,则只能运用基尔霍夫定律。分析时首先遇到的问题是如何用数学式子表示电源电压,就是说,即使建立了基尔霍夫方程,仍必须代入电源项,例如,如何代入方波电源的数学表达式?事实上,要得出周期非正弦电源的数学表达式并不容易。为了讨论方便,假设可以建立周期非正弦波形的数学式,将其代入基尔霍夫方程,得到的将是微分方程,因为是非正弦问题,所以不能用复数阻抗方法分析。

为了有效地解决这个难题,最好完全避免求解微分方程,而直接应用复阻抗的方法。满足以上两个要求的唯一方法是将非正弦波表示成正弦波的叠加。这一方法的提出者是傅里叶,他指出,一系列不同频率和幅值的正弦波相加可以构成任意非正弦周期波形。从理论上说,一个周期非正弦波可以表示为正弦和余弦组成的傅里叶级数,是一系列离散频率的谐波的叠加。

2.35.1 傅里叶级数

随时间变化的电压或电流或许是周期变化的,也或许是非周期变化的,图 2.211 是一个周期为 T 的周期波形的例子。

假设波在 $+t$ 和 $-t$ 之间为连续函数。一个周期函数可以用一个周期表示,其函数形式与原始函数相同:

$$V(t \pm T) = V(t)$$

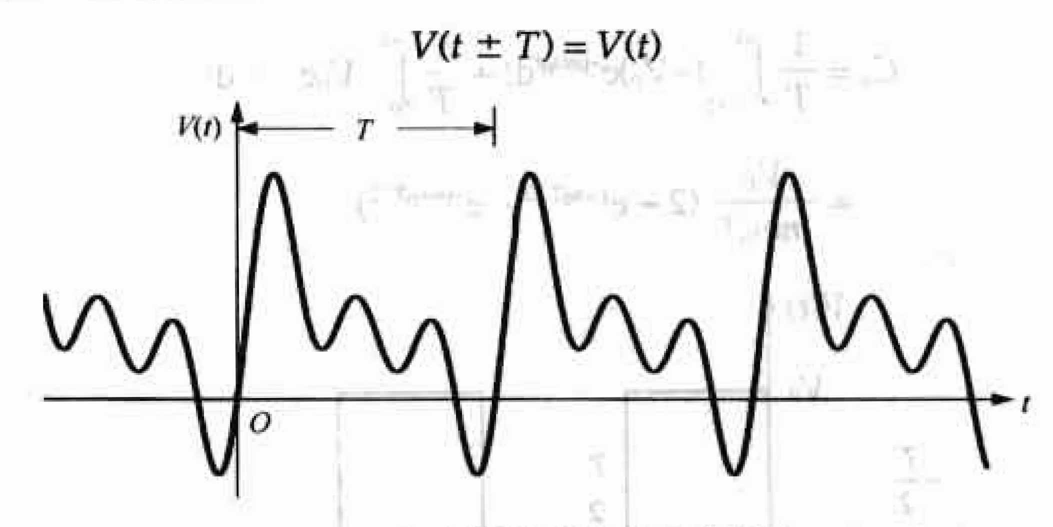


图 2.211 非正弦周期信号的波形

一个周期变化的波形可以用正弦与余弦组成的傅里叶级数表示：

$$V(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \tag{2.103}$$

式中 ω_0 被称为基本角频率：

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \tag{2.104}$$

$2\omega_0$ 被称为二次谐波，依次类推。常数 a_n 与 b_n 的计算式为：

$$a_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} V(t) \cos n\omega_0 t \mathrm{d}t \tag{2.105}$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} V(t) \sin n\omega_0 t \mathrm{d}t \tag{2.106}$$

常数项 $a_0/2$ 是 $V(t)$ 的平均值。分别考虑电路在傅里叶级数的每一项正弦分量下的特性，然后应用叠加原理，就可以分析含有周期电源的任何线性电路。将要介绍的大部分例子中，电压和电流为时间的函数，傅里叶理论广泛用于任意充分平滑的函数 $f(t)$ 中。

运用欧拉公式，$e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$，可以将式(2.103)转换成用复数之和表示周期波形的普遍表达式：

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \tag{2.107}$$

上式中允许用正频率和负频率（$n > 0$ 和 $n < 0$），在这种方法下选择 C_n，其和往往是实数。C_n 的值可以通过给式(2.107)两端同乘来求得。式中的 m 是整数。对一个周期求积分，只有 $m = n$ 时，积分不为零，其结果为：

$$C_n = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} V(t) e^{-jn\omega_0 t} \mathrm{d}t \tag{2.108}$$

注意 C_{-n} 是 C_n 的共轭复数，所以式(2.107)的虚部往往被删去，结果是 $V(t)$ 为实数。$n = 0$ 的项是 $V(t)$ 的平均值，直接表示为：

$$C_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} V(t) \mathrm{d}t \tag{2.109}$$

C_0 对应电压的直流分量。不论上述表达式中的积分区间是 $-T/2$ 到 $T/2$，还是 0 到 T 的区间，只要区间是连续的并等于 T 即可。

下面的例子给出了如图 2.212 所示方波的傅里叶级数。

为了建立一个由复数级数项构成的数学表达式，如式(2.107)，首先根据式(2.108)计算常数，把对 $V(t)$ 的积分分为两部分，其中 V_0 为常数：

$$C_n = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{0}(-V_0)e^{-jn\omega_0 t}dt + \frac{1}{T}\int_{0}^{T/2}V_0 e^{-jn\omega_0 t}dt$$

$$= \frac{V_0}{jn\omega_0 T}(2 - e^{jn\omega_0 T/2} - e^{-jn\omega_0 T/2})$$

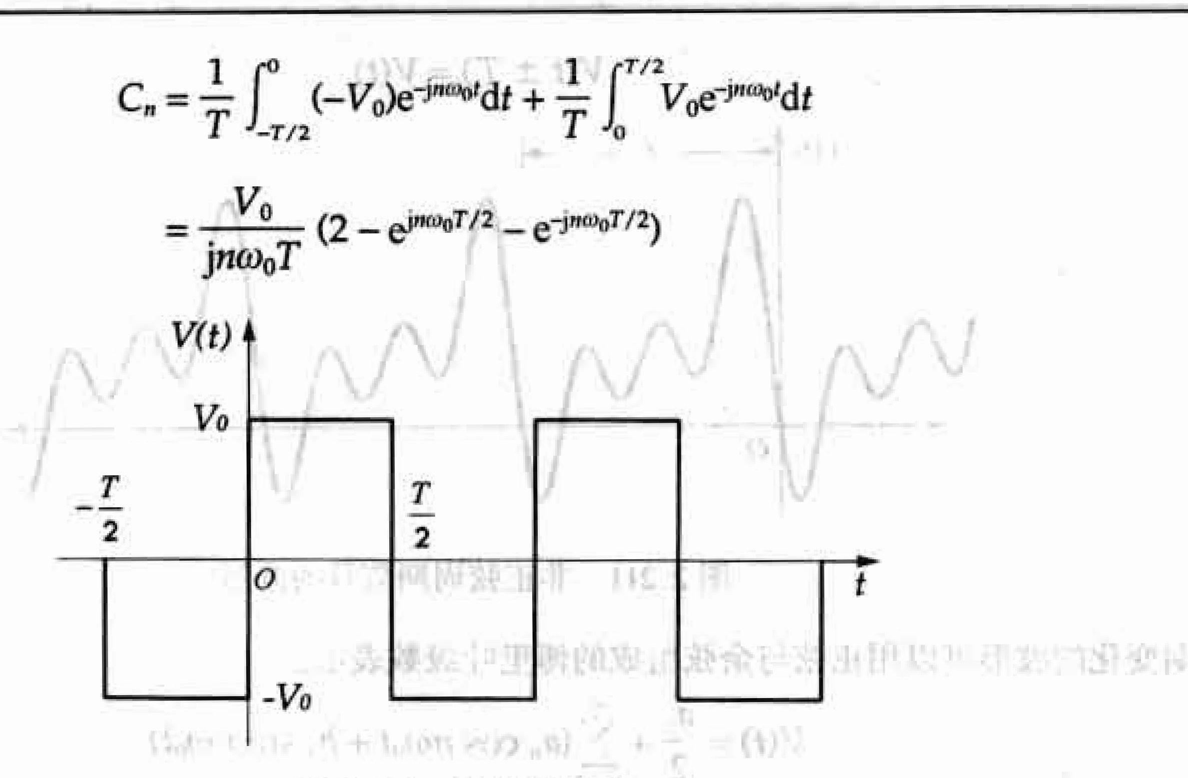


图 2.212　方波的波形

因为,上式可以写成：

$$C_n = \frac{V_0}{j2\pi n}(2 - e^{jn\pi} - e^{-jn\pi})$$

应用等式 $e^{j\theta} = \cos\Theta + j\sin\Theta$,上式变为：

$$C_n = \frac{V_0}{j\pi n}(1 - \cos n\pi)$$

注意当 n 为偶数(0,2,4...)时等于 +1,当 n 为奇数(1,3,5...)时等于 -1,所以 n 为偶数的 C_n 等于 0。任意的周期函数,当时间偏移半个周期,其值等于原先函数的负值：

$$V\left(t \pm \frac{T}{2}\right) = -V(t)$$

满足上式的 $V(t)$ 称为半波对称,其傅里叶级数只包含奇次谐波。图 2.212 所示的方波就是这样的函数。如果波在不同的时间有 $+V_0$ 与 $-V_0$,就不是半波对称的,其傅里叶级数将包含偶次谐波和奇次谐波。

由于半波对称,图 2.212 所示的方波是一个奇函数,满足关系：

$$V(t) = -V(-t)$$

这种性质并不是波的基本性质,通过假定时间($t = 0$)的起始点,完全可以选择希望的波形。例如,把图 2.212中的方波偏移时间 $T/4$,所得的方波是一个偶函数,满足关系：

$$V(t) = V(-t)$$

特别需要注意的是,一个奇函数不包含直流分量,因为在时间轴上正负半波完全抵消。余弦函数是一个偶函数,正弦函数是一个奇函数。任意偶函数可以写成一系列余弦函数之和[式(2.103)中 $b_n = 0$],而任意奇函数可以写成一系列正弦函数之和[式(2.103)中 $a_n = 0$]。大多数周期函数(如图 2.211 所示)是非奇非偶的函数。

通常为了简化傅里叶级数的计算,可以给函数值加上或减去一个常数,或将起始时间点偏移使函数变为偶函数或者奇函数,或半波对称函数。

方波的傅里叶级数的奇数系数为：

$$C_n = \frac{2V_0}{n\pi j}$$

傅里叶级数为：

$$V(t)=\frac{2V_0}{\pi \mathrm{j}}\sum_{\substack{n=-\infty\\ n=\mathrm{odd}}}^{\infty}\frac{1}{n}\mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_0 t}$$

应用欧拉公式和 $\sin\theta=-\sin(-\theta)$，$\cos\theta=\cos(-\theta)$，上式变为：

$$V(t)=\frac{4V_0}{\pi}\sum_{\substack{n=-\infty\\ n=\mathrm{odd}}}^{\infty}\frac{\sin n\omega_0 t}{n}$$

级数的前三项（$n=1,3,5$）以及它们的和如图 2.213 所示。注意仅需级数的三项就开始近似为方波了。

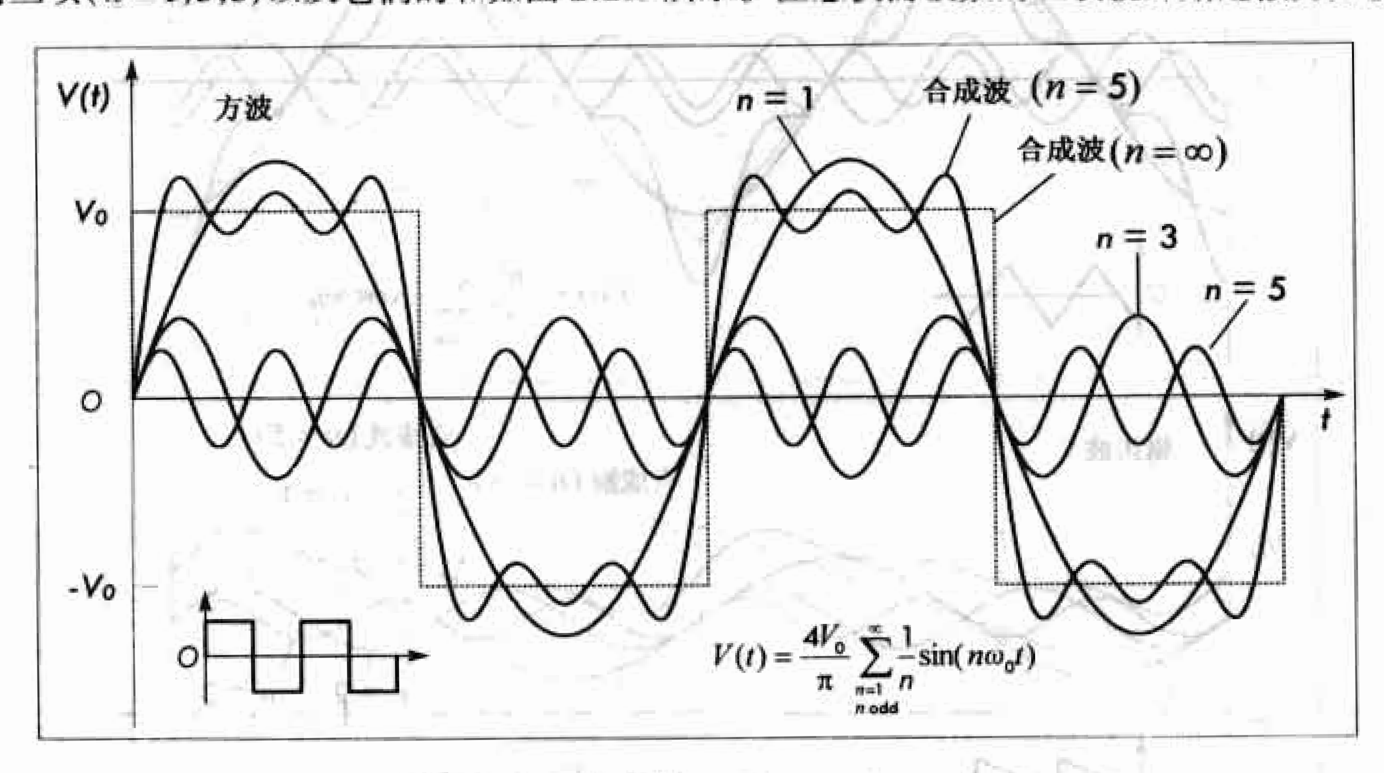


图 2.213　级数的前三项和可近似为方波

对于比方波更加复杂的波形，积分运算变得非常困难，但是计算周期电压的傅里叶级数仍然比求解含有周期电压的微分方程容易。另外，傅里叶级数表给出了大多数常用波形的级数展开式，为很多电路的分析提供了便利。图 2.214 列出了一些常用波形和它们的傅里叶级数。

例 1：RC 方波电路。本例说明了利用傅里叶级数分析包含周期电源的电路的方法。电路如图 2.215 所示，一个方波电源与简单的 RC 电路相接。

由于方波电源是周期电源，所以电流 $I(t)$ 是与电源同周期的的量，可以用傅里叶级数表示为：

$$I(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}C'_n\mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_0 t}$$

式中每个 C'_n 是相量电流表示的总电流中的一个频率分量，同样，上一节中的每个 C_n 表示相量电压的一个分量。电压相量与电流相量的比值等于阻抗，即：

$$C'_n=\frac{C_n}{R+1/\mathrm{j}\omega C}=\frac{C_n}{R+1/\mathrm{j}n\omega_0 C}$$

把之前得到的方波级数的 C_n 值代入上式，有：

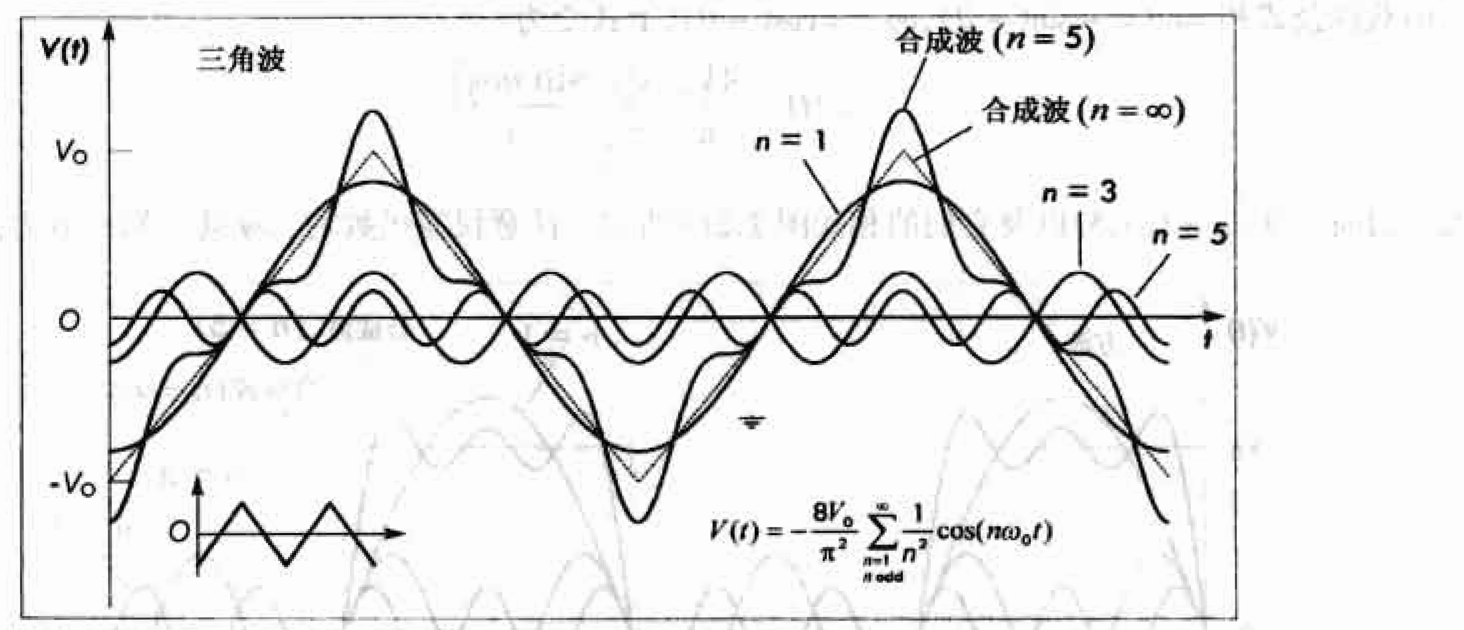
$$C'_n=\frac{2V_0}{n\pi(\mathrm{j}R+1/n\omega_0 C)}=\frac{2\omega_0 C(1-\mathrm{j}n\omega_0 RC)V_0}{\pi(n^2\omega_0^2R^2C^2+1)}$$

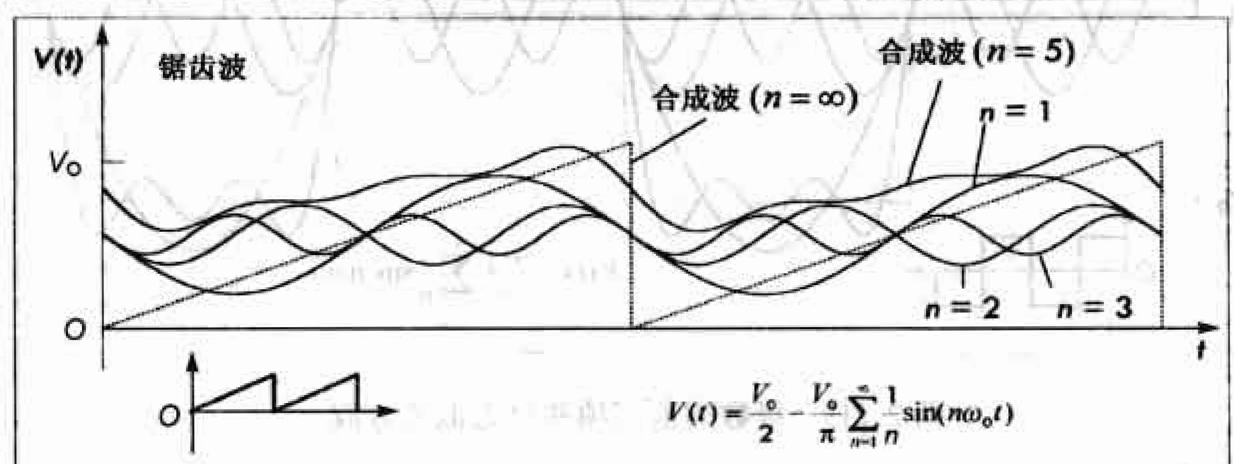
当 n 为偶数时 $C'_n=0$，当 n 为奇数时，相应电流为：

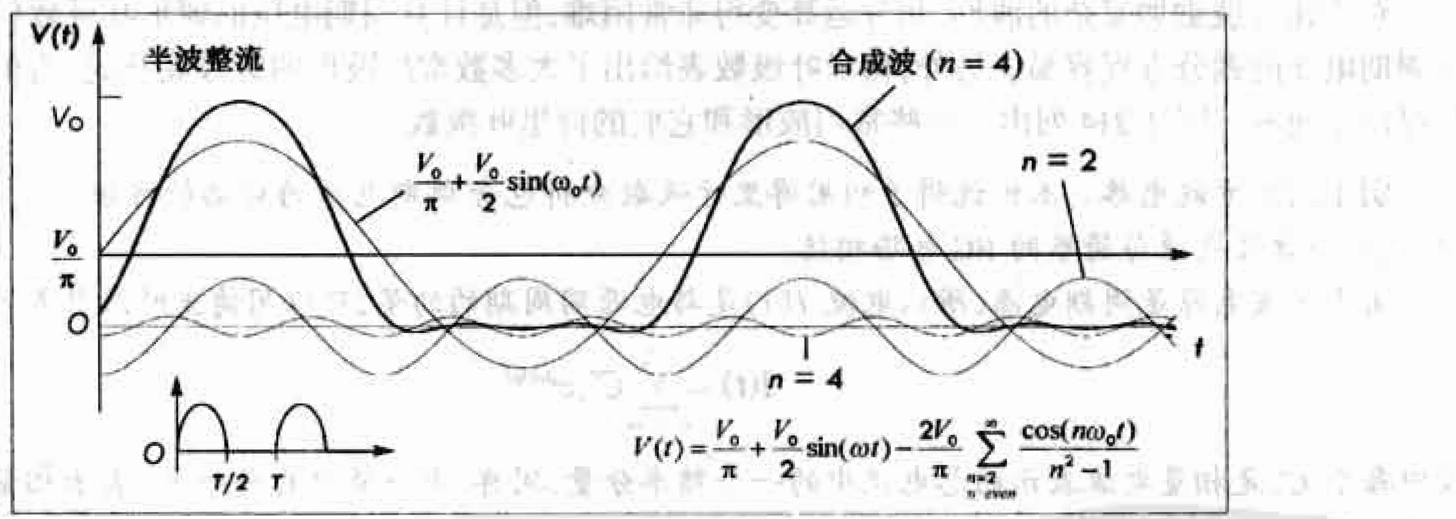
$$I(t)=\frac{2\omega_0 CV_0}{\pi}\sum_{\substack{n=-\infty\\ n_{\mathrm{odd}}}}^{\infty}\frac{1-\mathrm{j}n\omega_0 RC}{n^2\omega_0^2R^2C^2+1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_0 t}$$

应用欧拉公式，电流也可以写为：

$$I(t)=\frac{4\omega_0 CV_0}{\pi}\sum_{\substack{n=1\\n_{odd}}}^{\infty}\frac{\cos n\omega_0 t+n\omega_0 RC\sin n\omega_0 t}{n^2\omega_0^2R^2C^2+1}$$







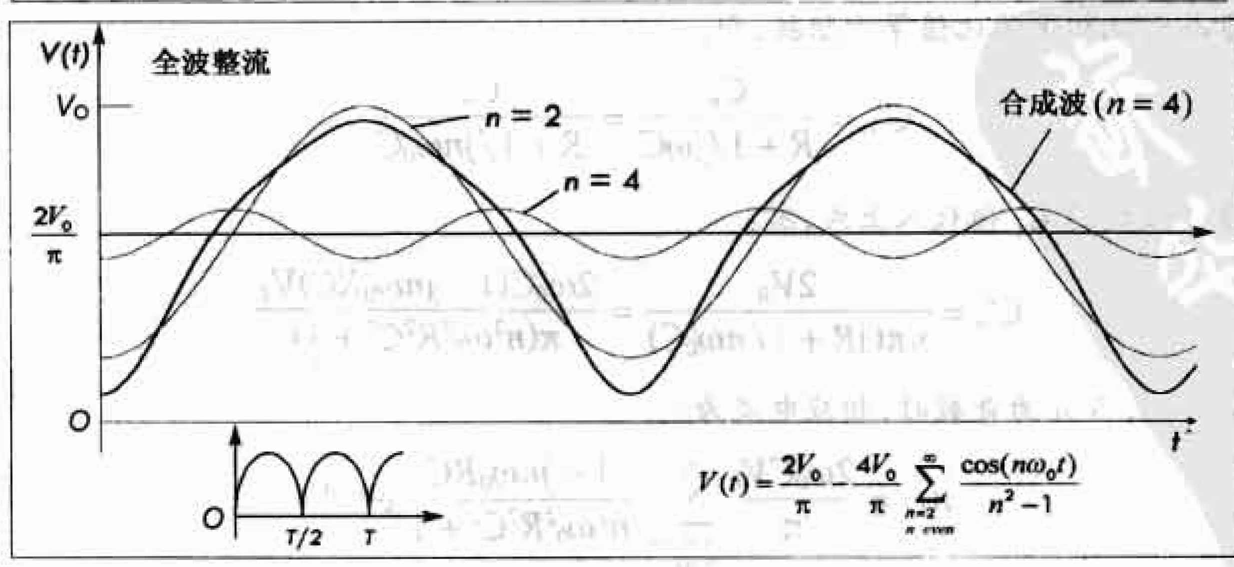


图 2.214　常用波形及其傅里叶级数

根据理想电阻和理想电容的定义可以求得电阻和电容两端的电压为：

$$V_R(t)=I(t)R=\frac{4\omega_0CRV_0}{\pi}\sum_{\substack{n=1\\n_{odd}}}^{\infty}\frac{\cos n\omega_0t+n\omega_0RC\sin n\omega_0t}{n^2\omega_0{}^2R^2C^2+1}$$

$$V_C(t)=\frac{1}{C}\int I(t)\mathrm{d}t=\frac{4V_0}{\pi}\sum_{\substack{n=1\\n_{odd}}}^{\infty}\frac{\frac{1}{n}\sin n\omega_0t+\omega_0RC\cos n\omega_0t}{n^2\omega_0{}^2R^2C^2+1}$$

$V_C(t)$与$V_R(t)$的傅里叶级数前三项($n=1,n=3,n=5$)的和如图2.215(b)所示。随着n趋于无穷大，波形接近精确值。

注意含有方波电源的电路也可以作为瞬态电路来分析。如在图2.215(a)所示的电路中，当电源电压为常数的半个周期里时($0<t<T/2$)，电容两端的电压可以表示为：

$$V_C(t)=A+Be^{-t/RC}$$

常数A和B根据下式确定：

$$V_C(\infty)=A=V_0$$

$$V_C(T/2)=A+Be^{-T/2RC}=-V_C(0)=-A-B$$

第一个式子表示若电源值维持在$+V_0$，则电容将充电到电压V_0。第二个式子表示函数具有半波对称性。因此

$$A=V_0$$

$$B=-\frac{2V_0}{1+e^{-T/2RC}}$$

则$0<t<T/2$时，电容电压为：

$$V_C(t)=V_0-\frac{2V_0e^{-t/RC}}{1+e^{-T/2RC}}$$

当$t>T/2$时，波形将正负交替的重复出现。

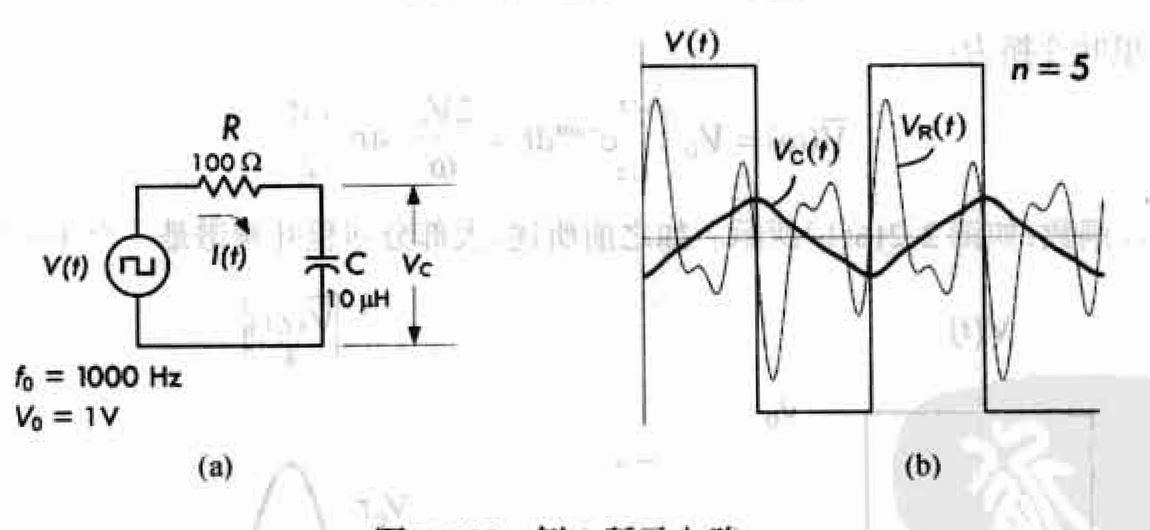


图2.215 例1所示电路

2.36 非周期电源

非周期电压和电流也可以用傅里叶级数表示为正弦波的叠加。但叠加的和式用与谐波频率有关的一组离散数据取代，波形为连续的频谱。可以认为非周期函数是一个具有无限大周期的周期函数。当周期趋于无穷大时，傅里叶级数的基波角频率$\omega_0=2\pi/T$趋于0。在这种情况下，主要问题是处理一个无穷小量。设角频率为$\Delta\omega$，波的各次谐波用无限小量$\Delta\omega$分解，可得所有频率的表达式。用傅里叶级数表示的波形是一个和式，为：

$$V(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_n e^{jn\omega_0 t}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_n e^{j\omega t}\frac{T\Delta\omega}{2\pi}=\frac{1}{2\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty}C_n T e^{j\omega t}\Delta\omega$$

式中应用了表达式 $\omega=n\omega_0$ 和 $T\Delta\omega=2\pi$。因为 $\Delta\omega$ 是无限小量，上式可以由一个积分式代替($d\omega=\Delta\omega$)：

$$V(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}C_n T e^{j\omega t}d\omega$$

之前已经求得 C_n 为：

$$C_n=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}V(t)e^{-j\omega t}dt$$

由于 T 是无限大的，所以有：

$$C_n T=\int_{-\infty}^{\infty}V(t)e^{-j\omega t}dt$$

这样尽管 T 是无限大，但 C_nT 一般为有限值。称 C_nT 为 $V(t)$ 的傅里叶变换式，用 $\overline{V}(\omega)$ 表示。积分后，仅仅是角频率 ω 的函数。下面的两个等式称为傅里叶变换对：

$$V(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\overline{V}(\omega)e^{j\omega t}d\omega \tag{2.110}$$

$$\overline{V}(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}V(t)e^{-j\omega t}dt \tag{2.111}$$

这两个等式是对称的。有时候定义($\overline{V}(\omega)$)为 $C_nT/\sqrt{2\pi}$使其完全对称。

类似于傅里叶级数的系数，傅里叶变换 $\overline{V}(\omega)$一般是复数，除非 $V(t)$是时间的偶函数。当 $V(t)$是时间的奇函数时，傅里叶变换 $\overline{V}(\omega)$是纯虚数，因此，当绘制傅里叶变换图时，一般是绘制其模值$|\overline{V}(\omega)|$或模值的平方值$|\overline{V}(\omega)|^2$，其为 ω 的函数，称为功率谱。

作为例子，我们计算图 2.216(a)中的方波脉冲的傅里叶变换，方波脉冲的表达式为：

$$V(t)=\begin{cases}0, & t<-\tau/2 \quad 和 \quad t>\tau/2\\ V_0 & -\tau/2\leqslant t\leqslant\tau/2\end{cases}$$

由式(2.111)，傅里叶变换为：

$$\overline{V}(\omega)=V_0\int_{-\tau/2}^{\tau/2}e^{-j\omega t}dt=\frac{2V_0}{\omega}\sin\frac{\omega\tau}{2}$$

模值$|\overline{V}(\omega)|$为 ω 函数，如图 2.216(b)所示。如之前所述，大部分傅里叶频谱是一个 $1/\tau$ 宽的频带。

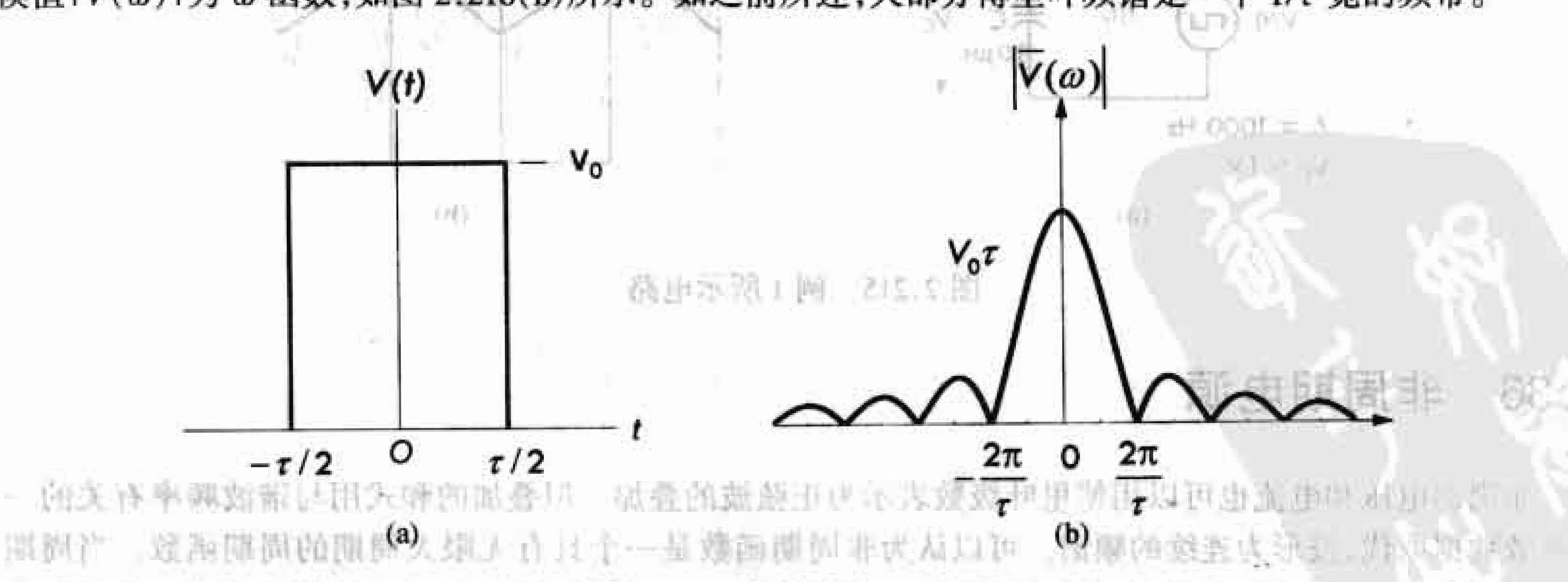


图 2.216 方波脉冲及其模值

事实上，如果把一个非周期脉冲，例如方波脉冲，加到一个总阻抗为 $Z(\omega)$的复杂电路上，电路中所有的电压和电流都将是时间的函数。可以先对方波脉冲电压进行傅里叶变换：

$$\overline{V}(\omega)=V_0\int_{-\tau/2}^{\tau/2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}t=\frac{2V_0}{\omega}\sin\frac{\omega\tau}{2}$$

将上式除以阻抗，可以得到电流的傅里叶变换式：

$$\bar{I}(\omega)=\frac{\overline{V}(\omega)}{Z(\omega)} \tag{2.112}$$

对上式进行傅里叶反变换，可以求得随时间变化的电流：

$$I(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\bar{I}(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega$$

用傅里叶变换求解类似的问题有时是乎是很困难的，如把一个简单的 RLC 网络等效为阻抗，然后求傅里叶积分，傅里叶变换很难得出。但傅里叶变换还是提供了求解非周期问题的一个简便方法。

总之，用傅里叶变换方法分析电路，首先是由式(2.111)计算电源的傅里叶变换式，把时域问题转换为频域问题，然后根据式(2.112)，通过阻抗求未知电流的傅里叶变换式，最后根据式(2.110)，把计算未知量的傅里叶反变换式，把频域问题再转换为时域问题。按这种方法求解问题须计算复杂的积分，但通常比求解相应的含有时域电源的微分方程要容易得多。

注意，被称为频谱分析的专门仪器可以显示电压的频率函数$|\overline{V}(\omega)|$，$|\overline{V}(\omega)|$是电压的傅里叶变换式。

因为上述计算很繁杂，所以可以借助仿真器来分析。

2.37 SPICE

SPICE 是一个用于仿真模拟电路的计算机程序。起初它是为发展集成电路而设计的，为此得名：Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis，或者简称 SPICE。

SPICE 的起源可以追踪到另外一个电路仿真程序，称之为 CANCER(Computer Analysis of Non-Linear Circuits Excluding Radiation)，由 California-Berkeley University(加州大学伯克利分校)的 Ronald Rohrer 和他的一些学生研发出来的。CANCER 可以进行直流、交流和瞬态分析，包括分析基本有源器件的特殊线性化模型，如二极管(满足 Shockley 方程)和双极型晶体管(满足 Ebers-Moll 方程)。

当 Rohrer 离开伯克利后，CANCER 被重写并重命名为 SPICE，并在 1972 年将第一个版本推向公众。SPICE 1 是基于节点分析法和双极型晶体管改进模型(运用 Gummel-Poon 方程)，以及 JFET 和 MOSFET 器件的改进模型。

1975 年，SPICE 2 诞生了，用修正的节点分析法(MNA)取代了过去的节点分析法，并支持电压源和电感。SPICE 2 增加了很多新功能并做了很多的改动。SPICE 2 的最终版本 SPICE 2G.6 是用 FORTRAN 语言编写的，于 1983 年推出。

1985 年，SPICE 3 面世，用 C 程序语言编写而不是 FORTRAN 语言。其包含一个为查看结果的图形界面，还包含多种电感、电容和压控电源，以及多种 MESFET、有损传输线和非理想开关的模型。SPICE 3 改进了半导体模型，为消除之前版本中发现的很多收敛问题进行了设计。与此同时，出现了 SPICE 的商业版本：HSPICE、IS-SPICE、MICROCAP 和 PSPICE(MicroSim 微机版本的 SPICE)。

如今，有很多界面友好的仿真程序应用 SPICE 作为处理器用于后处理。这种高性能的仿真程序允许在页面上点击、拖曳、放置元件并绘制连接线。测试仪器，例如电压表、功率表、示波器和频谱分析仪可以移入并与电路相连。几乎适用于任意类型的电源，以及任意类型的器件(受控、有源、数字等)，出自电子工作台的 MultiSim 包含了有 13 000 多个模型的元件库。图 2.217 是一个例子的界面，主要描述了仿真器中的各种元件。三种流行的商用仿真器是 MicroSim、TINAPro 和 CircuitMaker。

基本器件：受控器件、二极管、LED、半导体闸流管、晶体管、模拟放大器、比较器、TTL 逻辑器件、CMOS 逻辑器件、各种数字的(如：TIL、VHDL、VERILOGHDL)混合信号设备、指示器、RF 器件、电磁器件，等等。

电源：直流和交流电源、时钟电源、调幅电源、调频电压源和调频电流源、FSK 电源、电压控制信号，如方波和三角波电源以及电流控制电源、脉冲电压和脉冲电流源、指数电压源和指数电流源、分段线性电压源和电流源、受控源、多项式和非线性受控源。

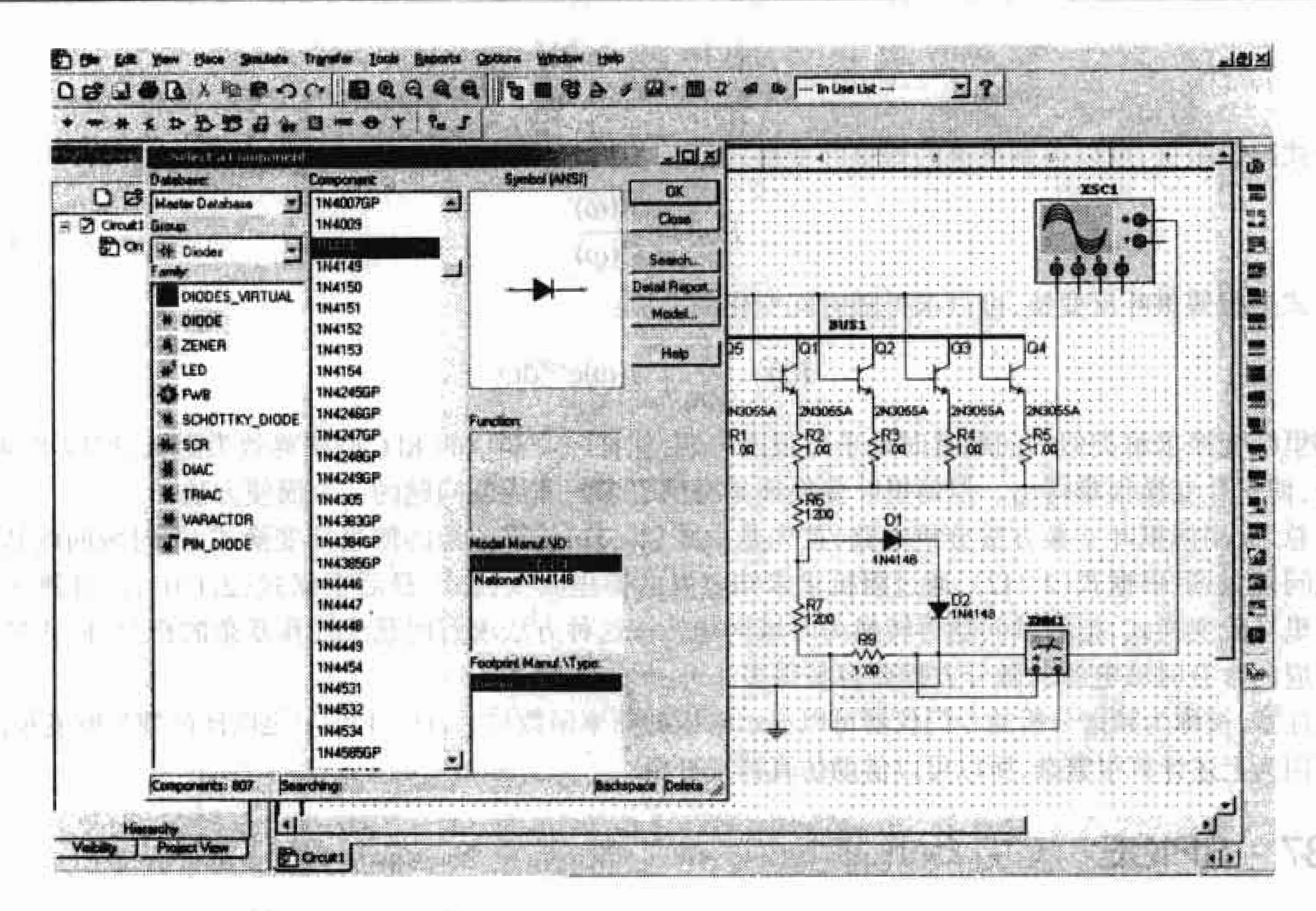


图 2.217 一个仿真器的用户界面,显示了各种器件、电源、测试设备和分析方法,仿真器出自电子工作台的 MultiSim

分析方法: 直流、交流和瞬态分析、傅里叶分析、噪声分析、失真分析、直流扫描、灵敏度、参数扫描、温度扫描、零极点、转移函数、最差情况、蒙特卡罗法、轨迹宽度分析、用户定义分析、噪声指数分析,等等。

测试设备: 万用表、函数发生器、功率表、示波器、预警器、命令发生器,逻辑分析仪、逻辑转换器、失真分析器,网络分析器,等等。

2.37.1 SPICE 工作原理

SPICE 是仿真器的核心部分,SPICE 中的代码可以用来仿真非线性微分方程描述的电子电路。SPICE 核心代码是基于节点分析法,计算的是任意节点的电压。只有给出电路的所有电阻或电导,以及电流源,不论程序进行的是直流、交流或瞬态分析,SPICE 最终将元件(线性的、非线性的和储能元件)变为节点分析的形式。

基尔霍夫发现流入节点的总电流等于流出节点的总电流。也就是说,流入或流出一个节点的电流之和为零。这些电流可以用电压和电导构成的方程来描述。如果不止一个节点,那么对同一个电路得到的是一组联立方程。最后解得满足所有方程的每个节点的电压。

例如,考虑一个如图 2.218 所示的简单电路。在这个电路中有三个节点:节点 0(一般为接地点)、节点 1 和节点 2。

设节点 0 接地,对节点 1 和节点 2 应用基尔霍夫电流定律,以“流入或流出一个节点的电流之和为 0”的形式建立两个节点方程:

$$-I_S+\frac{V_1}{R_1}+\frac{V_1-V_2}{R_2}=0$$

$$\frac{V_2-V_1}{R_2}+\frac{V_2}{R_3}=0$$

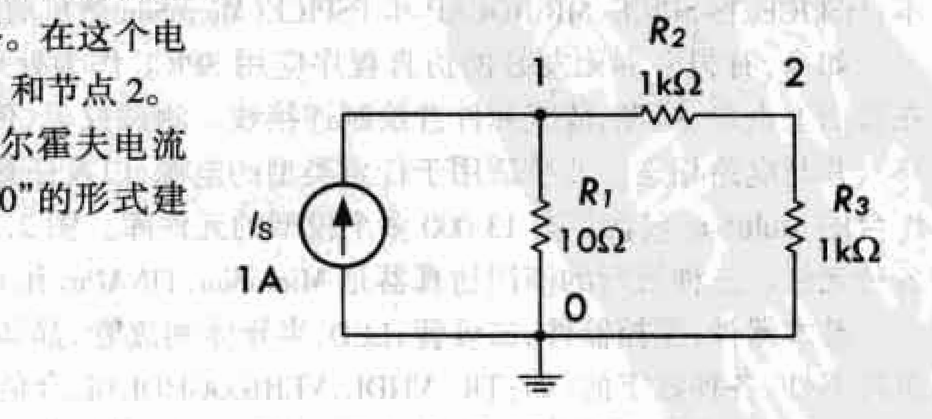


图 2.218 简单电路

整理以上方程：

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(-\frac{1}{R_1}\right)V_2=I_S$$

$$\left(-\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)V_2=0$$

从中解出满足两个方程的 V_1 和 V_2 的值。虽然可以从一个方程中解出一个变量，再代入第二个方程求出另一个变量，但很麻烦，因为涉及许多的 R 值。更清晰的方法是采用电导 G，$G=1/R$。这将使书写简便，当节点数随着电路的复杂而增多时，这样做就显得特别重要。

与节点相关的总电导为：

$$G_{11}=1/R_1+1/R_2, G_{21}=-1/R_2, G_{12}=-1/R_2, G_{22}=1/R_2+1/R_3$$

电路的方程变为：

$$G_{11}V_1+G_{12}V_2=I_S$$

$$G_{21}V_1+G_{22}V_2=0$$

由第二个方程得到 V_1：

$$V_1=\frac{-G_{22}V_2}{G_{21}}$$

然后将其代入第一个方程求出 V_2：

$$V_2=\frac{I_S}{\left[G_{12}-\frac{G_{11}G_{22}}{G_{21}}\right]}$$

可见用电导表示的方程非常清晰，V_2 仅由电路的电导和 I_S 表示。求得 V_2 的数值后把它代入 V_1 等式中，在计算过程中同时计算电导值，这样求得的电路电压 V_1 与 V_2 满足电路的两个方程。

尽管最后的求解不复杂，但当电路变得庞大且节点和元件数量变得很多时，书写方程要花费很多的时间。因此，有必要进一步提出一种更加有效且简洁的方法，这就是矩阵法。节点方程的矩阵形式成：

$$\begin{bmatrix}\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2} & \frac{-1}{R_2}\\ \frac{-1}{R_2} & \frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}V_1\\V_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_S\\0\end{bmatrix}$$

或用总电导和电流源表示为：

$$\begin{bmatrix}G_{11} & G_{12}\\ G_{21} & G_{22}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}V_1\\V_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_1\\I_2\end{bmatrix}\tag{2.213}$$

将矩阵看做变量，上式可以写成：

$$\boldsymbol{G}\cdot\boldsymbol{v}=\boldsymbol{i}\tag{2.114}$$

应用数学的矩阵分析法求解一个变量与求解任意其他代数方程是类似的，即：

$$\boldsymbol{v}=\boldsymbol{G}^{-1}\cdot\boldsymbol{i}\tag{2.115}$$

式中 $\boldsymbol{G}^{-1}$是 $\boldsymbol{G}$ 的逆矩阵(在矩阵分析中不存在 $1/\boldsymbol{G}$)。式(2.115)是 SPICE 算法的核心机制。不论是分析交流、直流或瞬态问题，把所有元件或元件的效应归为电导矩阵 $\boldsymbol{G}$ 中，则节点电压可由 $\boldsymbol{v}=\boldsymbol{G}^{-1}\cdot\boldsymbol{i}$ 或其他等价方法求得。

将图 2.218 所示电路上标注的元件值代入电导矩阵和电流矩阵(可以借助 Excel 表格并运用公式排列数据)，得：

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}G_{11} & G_{12}\\ G_{21} & G_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2} & \frac{-1}{R_2}\\ -\frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0.101 & -0.001\\ -0.001 & 0.002\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{i}=\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$$

因此,电压为:

$$\boldsymbol{G}^{-1} \times \boldsymbol{i} = \boldsymbol{v}$$

$$\begin{bmatrix}9.95 & 4.98\\ 4.98 & 502.49\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}9.9502\\4.9751\end{bmatrix}$$

$V_1=9.9502$ 或 $V_2=4.9751$。

2.37.2 现行的 SPICE 程序

在此将讨论 SPICE 的基础部分,高级绘图仿真器后面的实际内涵。首先,讨论 SPICE 程序的结构,然后讨论如何输入 SPICE 数据。SPICE 3 和早期的版本(例如 SPICE 2G.6)仍然可以从互联网免费下载。在我们的讨论中使用 SPICE 3。

类似于其他编程语言,必须先编制文本命令文件,并将文件存入硬盘,然后用可以运行这些命令的程序(编码器或者解释器)处理这些文件的内容。SPICE 是一种解释性语言,也就是说,计算机运用称为解释器的专门程序把编写的文件迅速翻译转换为计算机自身的语言,即执行文件(与编译语言相反,将所编写的程序通过称为编码器的程序立即翻译成计算机自身的语言,最终得到编译或可执行的文件,其不需要进一步编译就可以在计算机上运行,与计算机是否安装编译软件无关)。

SPICE 的源文件称为 netlists 或者 decks,文件的每一行称为一个 card。运用文本编辑器可以创建一个 netlist(纯 ASCII 码)。键入的源文件程序语言要遵循专门的规定,类似于 BASIC、C/C++ 和 FORTRAN 等其他程序语言。但事实上在很多关注的方面却很简单,其难度可能类似于 HTML。

运用 SPICE 分析电路的步骤如下:

1. 用文本编辑器创建一个 netlist 并将其保存到文件里,文件选择以".cir"、".inp"或者".txt"为扩展名的名称命名(或不加扩展名)。
2. 对 netlist 运行 SPICE,并观察结果。这里包括输入运行 SPICE 的命令,命令形式为:"spice < example.cir > "或"spice < example.cir > output.txt"。
3. 查看显示器上显示的结果,或者查看写入输出结果的文本文件。

数据表仅仅是一个普通的 ASCII 文本文件,其包含多行文本,每行既描述一个电路的元件又描述特定的 SPICE 命令。电路的结构由节点(元件之间的公共连接点)定义,每个节点赋予一个数字,节点 0 设为电路接地点。作为例子,下面的编码描述了图 2.218 中电路的数据表。

```
example.cir - Simple circuit for nodal analysis
*
IS  0  1  DC  1A
*
R1  1  0  10
R2  1  2  1K
R3  2  0  1K
*
```

```
* ANALYSIS
.TRAN    1MS     10MS
* VIEW RESULTS
.PRINT   TRAN      V(1)   V(2)
.PROBE
.END
```

因此所要做的是将上述程序键入一个文本编辑器，并命名为 example.cir 保存起来，然后通过运行 SPICE 处理数据表，在终端提示界面上输入命令，例如在 MS-Windows 或者 UNIX 提示界面中键入命令：

```
spice < example.cir
```

字符"spice"调用安装在计算机中的 SPICE 编译程序，"<"使文件的内容进入到 SPICE 编译器中。当命令输入后，SPICE 将读取 example.cir 文件内容，根据文件所列数据分析电路，并向计算机终端的标准输出端发送文本报告。一个典型的 SPICE 输出是多屏的信息。可以选择向另外的文本文件发送输出信息：

```
spice < example.cir > output.txt
```

输出结果包括时间、数据和应用的 SPICE 版本，连同输入的参数表，接着显示每个节点(相对参考点)的直流电压、流过每个电压源的电流值表。同时也显示了总功率损耗和计算时间。SPICE 的一个优点是输入和输出形式都是普通文本，非常容易编辑成电子版。

下面要讨论分析的例子是运用了一个瞬态分析程序，由于电路中没有非线性元件或储能元件，所以程序进行的是直流线性分析，PRINT 输出的是 $V(1)$ 和 $V(2)$ 值的波形图。

在 SPICE 源文件中的每个元件通常由元件名中的首字母定义。每一行列一个元件。例如，r1、r2、r3 和 rload 都表示电阻(SPICE 认为 r1 和 R1 相同，元件名不能多于 8 个字母)。

元件名之后是节点编号和电阻值，电阻元件的一般形式如下：

电阻

一般形式　元件名　节点 1　节点 2　数值

示例：　rload　23　15　3.3k

(注意，在 SPICE 中没有电阻的额定功率损耗，假设了所有元件是不可损坏的)

SPICE 用单位的前缀指定元件值：

r2 1 0 4g　　(电阻 R_2 连接在节点 1 和节点 0 之间，4g = 4 吉欧)

r3 1 0 47meg　(电阻 R_3 连接在节点 1 和节点 0 之间，47meg = 47 兆欧)

r4 1 0 3.3k　(电阻 R_4 连接在节点 1 和节点 0 之间，3.3k = 3.3 千欧)

r5 1 0 40m　(电阻 R_5 连接在节点 1 和节点 0 之间，50m = 50 毫欧)

r6 1 0 10u　(电阻 R_6 连接在节点 1 和节点 0 之间，10u = 10 微欧)

r7 1 0 20n　(电阻 R_7 连接在节点 1 和节点 0 之间，20n = 20(10^{-9}欧)

r8 1 0 3p　(电阻 R_8 连接在节点 1 和节点 0 之间，3p = 3(10^{-12}欧)

也可以表示为：

r9 1 0 3.3e3　(电阻 R_5 连接在节点 1 和节点 0 之间，3.3×10^3 欧)

其他无源元件的表示格式为：

电容

电容形式　元件名　节点 1　节点 2　数值　初始电压

示例：c1　12　33　10u

(注意：初始电压是随意的，如没有指明，就假设为零)

电感

电感形式　元件名　节点 1　节点 2　数值　ic = 初始电流

示例:11 12 13 3m ic = 12.7 m

(注意:初始电压是随意的,如没有指明,就假设为零)

耦合电感(变压器)

一般形式 k 元件名 l 元件名 l 元件名 耦合系数

示例: k1 l1 l2 0.99

(耦合系数大于 0 ,小于 1)

2.37.3 非线性直流分析

应用节点分析法,可以求得直流线性电路中每个节点的电压。然而,如果任意的非线性元件出现在电路中,如二极管、晶体管或任意其他的非线性元件,求解过程中就会出现问题。解决的方法是首先将非线性元件转换为可以进行节点分析的形式。相比线性电路,节点方程的求解需要做一点推测和经历更多的步骤。

例如,考虑图 2.219 中的二极管电路。

与电阻或电容不同,二极管两端的电压与流过二极管的电流之间的关系是非线性的。实际上二极管的方程近似为:

$$I_d = I_S \cdot [e^{V_D/V_T} - 1] \tag{2.116}$$

式中,I_S 表示饱和电流,其典型值为 1×10^{-12},V_D 是二极管两端的电压值,V_T 是热敏电压,在室温条件下大约是 26 mV。因此,在室温条件下,二极管的方程为:

$$I_d = I_S \cdot [e^{V_D/0.026} - 1] \tag{2.117}$$

如果将以上表达式代入基尔霍夫定律,或者其他定律中,数学计算将很复杂。其他一些有源元件,例如晶体管,其方程将更为复杂。

然而有一种处理非线性元件的方法可以避免复杂的数学计算,或者至少使其方程式适合 SPICE 和矩阵运算。这个方法不是关注整个器件的一般非线性响应曲线,而是关注曲线上工作点 O 处的工作电压 $V_{D,O}$。通过二极管的非线性曲线的切线来近似二极管的特性,参见图 2.220。

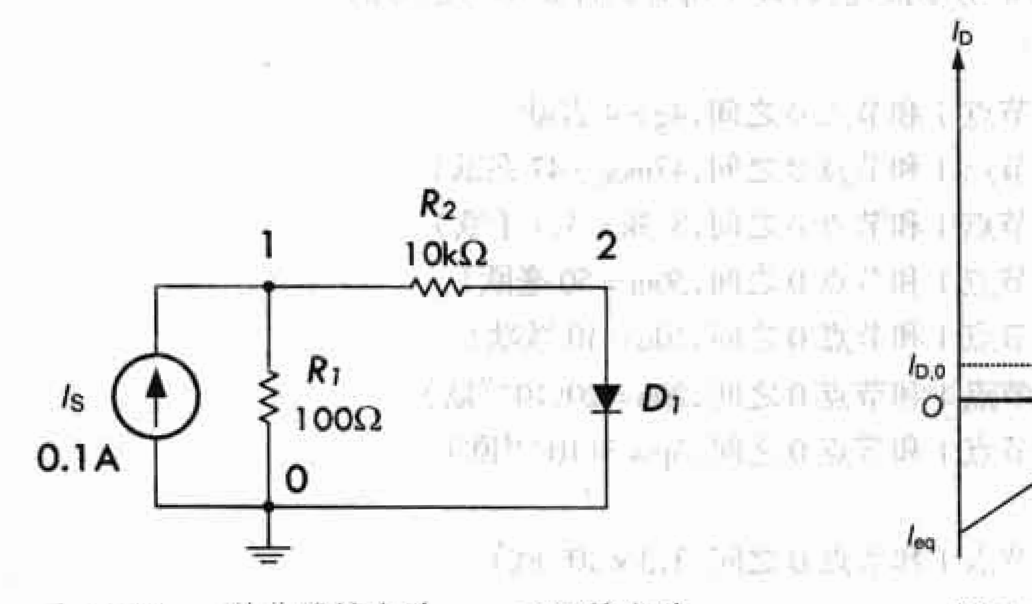


图 2.219 一种非线性电路——二极管电路

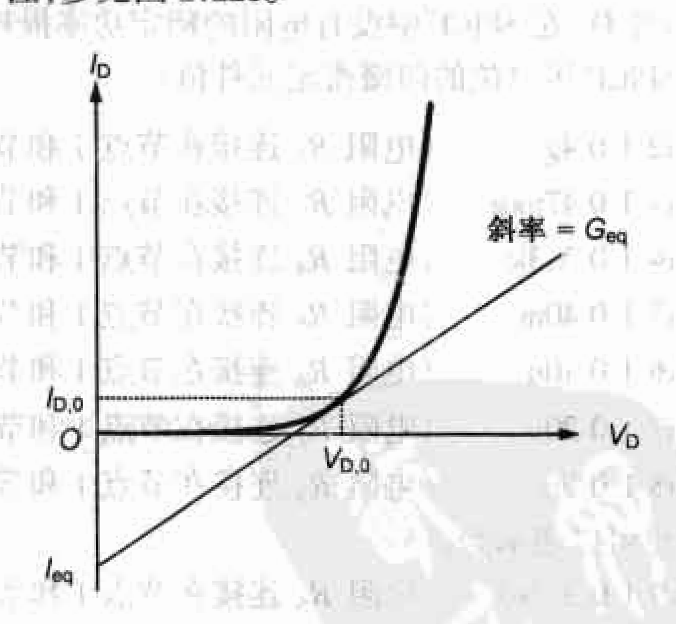


图 2.220 二极管的伏安特性曲线

方法的关键点是切线,在分析过程中,切线可以模拟线性元件,即模拟电导 G_{eq} 和电流源 I_{eq} 的并联组合。电导 G_{eq} 是工作点 $V_{D,O}$ 处切线的斜率:

$$G_{eq} = \frac{dI_D}{dV_D} = \frac{d}{dV_D}[I_S(e^{V_D/V_T} - 1] = \frac{I_S}{V_T}e^{V_{D,O}/V_T}$$

I_{eq} 是切线与 y 轴的截距点:

$$I_{eq} = I_{D,O} - G_{eq}V_{D,O}$$

因此，在这个特殊范围里，非线性二极管转换为一个线性组合模型，如图 2.221 所示。

现在可以将二极管像其他线性元件那样处理，可以运用节点分析法。图 2.219 中的电路转换成了图 2.222中的形式。

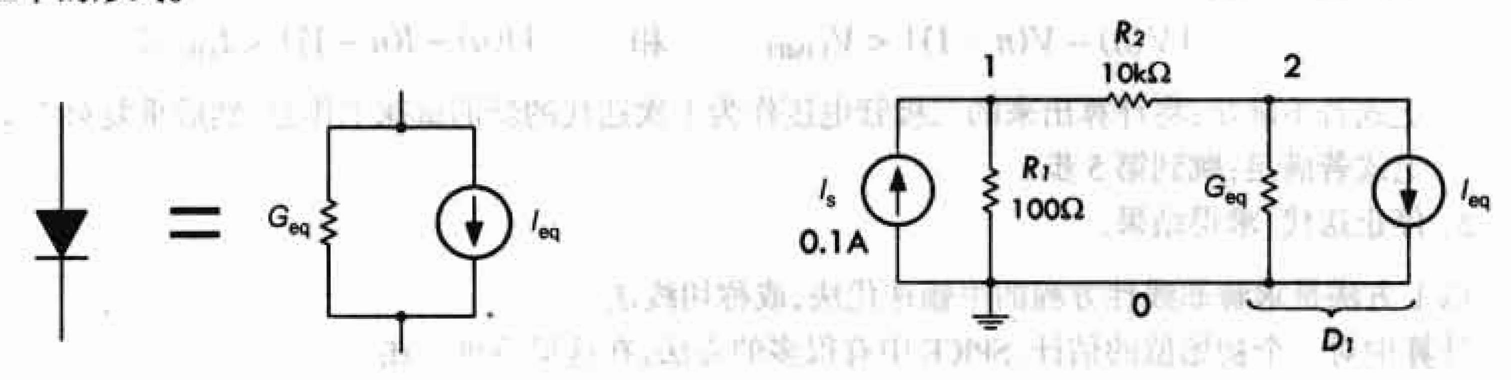


图 2.221 二极管线性区的等效模型

图 2.222 图 2.219 电路的等效电路

电路的节点方程为：

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(-\frac{1}{R_2}\right)V_2=I_S$$

$$\left(-\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(\frac{1}{R_2}+G_{eq}\right)V_2=-I_{eq}$$

求解 V_1 和 V_2 之前，先整理以上方程使更加简洁和清晰。把电阻用电导表示，把电流转换为节点电流：

$$G_{11}=1/R_1+1/R_2$$

$$G_{12}=-1/R_2 \qquad I_1=I_S$$

$$G_{21}=-1/R_2 \qquad I_2=I_{eq}$$

$$G_{22}=1/R_2+G_{eq}$$

方程变为：

$$G_{11}V_1+G_{12}V_2=I_1$$

$$G_{21}V_1+G_{22}V_2=I_2$$

解得 V_2 为：

$$V_2=\frac{\left(I_2-\frac{G_{21}}{G_{11}}I_1\right)}{\left(G_{22}-\frac{G_{21}G_{12}}{G_{11}}\right)}$$

将 V_2 代入第二个方程，求得 V_1：

$$V_1=\frac{I_1-G_{12}V_2}{G_{11}}$$

现在考虑求解 G_{eq}，G_{eq}与工作点电压有关。要利用曲线上的工作点求解 G_{eq}，需要了解工作点的含义。当然，一开始我们并不知道工作点的位置，只能估计一个试探工作点，然后求解节点方程，把求得的二极管两端电压作为下一次的试探工作点，同时得到新的二极管等效并联模型。接着再求解节点方程得出下一个试探工作点，这个过程一直重复进行下去，直到收敛到最后结果。但如何知道已经收敛到最后结果了呢？可以通过比较第 n 次迭代与$(n-1)$次迭代求得的电压和电流值，若两次计算值之间的差值小于某个限定值时，就认为得到了最终解答。全部计算过程如下：

1. 估计二极管的初始试探工作点。
2. 建立二极管线性并联模型。
3. 求解节点电压方程。
4. 判断是否收敛?

$$|V(n)-V(n-1)|<V_{\text{LIMIT}} \quad 和 \quad |I(n)-I(n-1)|<I_{\text{LIMIT}}?$$

上式若不满足:将计算出来的二极管电压作为下次迭代的新的试探工作点,然后重复第2步工作。

上式若满足:跳到第5步。

5. 停止迭代,求得结果。

以上方法是求解非线性方程的牛顿迭代法,或称切线法。

计算中对一个初始值的估计,SPICE中有很多的方法,在这里不再阐述。

计算含二极管电路的SPICE程序如下:

```
NON_LINEAR_DIODE.CIR --SIMPLE NON-LINEAR DIODE CIRCUIT
*
IS  0   1   DC 0.1A
R1  1   0   100
R2  1   2   10K
D1  2   0   DNOM
.MODEL DNOM D(IS=1E-15)
*
* ANALYSIS
.TRAN 1MS 10MS
* VIEW RESULTS
.PRINT TRAN V(1) V(2)
.PROBE
.END
```

尽管SPICE进行的是瞬态分析,整个分析过程在瞬间完成,但实际上分析是非线性直流问题,因为电路中不存在储能元件。

有源元件

在SPICE中,必须对所有半导体元件的电特性进行描述,描述的方式是以".model"作为一行的开头,它明确地告诉SPICE器件的性质。不论模型数据中参数是否精确定义,在SPICE前处理程序中将赋予默认值。但必须要有模型数据,至少说明模型名称和器件类型(如d,npn,pnp,njf,pjf,nmos或者pmos)。下面是一些一般类型的有源器件模型的数据格式:

二极管

一般形式　名称　正极　负极　模型

示例　dl　1　2　modl

二极管模型

一般形式　.model　模型名称　参数1　参数2

示例　.model　modl　d　vj = 0.65　rs = 1.3

[参数表较长并且可以包括:is = 饱和电流(安培),rs = 连接电阻(欧姆),n = 发射系数,tt = 运行时间(秒),cjo = 接地电容(法),vj = 节点电压(伏),m = 接地系数,eg = 动能(电子伏特),xti = 饱和电流温度指数,kf = 噪声系数,af = 噪声指数,fc = 前置损耗电容系数,bv = 反向击穿电压(伏),ibv = 击穿电压对应的电流(安培)]。

可以用 BJT 晶体管、JFET 晶体管、MOSFET 与 op amps 命名其模型。对这方面内容不再详细介绍，因为这些模型包含的参数很多。应用高性能的仿真器，例如具有预置模型的 MultiSim，使 SPICE 变得很强大。另外，要意识到对整个 SPICE 的讲解是为了说明其后台的数学运算。

2.37.4 SPICE 的瞬态分析

当用 SPICE 进行瞬态分析时，如分析包含电阻、电感和电容的复杂电路受一个任意输入波形或瞬态条件的影响时，SPICE 运用一个有趣的方法得出解答。在瞬态分析时，由于存在电抗元件，大部分电路建立和求解的是微分方程，得到的响应是时间的函数。但 SPICE 不是微分方程求解工具，它不具备这样的分析能力，而是运用类似于处理非线性电路分析时使用的近似方法。SPICE 在运用节点分析法求得输出响应之前，首先将所有的储能元件(电容、电感等)转换为线性并联模型，在这个过程中，应用数值积分法求得离散时间点上的理论解的近似值。连接所有离散点之后，所得结果与理论分析的函数非常接近。

数值分析过程如下：倘若知道在一些时间离散点 t_n 时刻的函数值，就可以近似求得在下一时刻 t_{n+1} 的函数值。一种逼近方法是求解 t_n 时刻函数曲线的斜率，然后预测 t_{n+1} 时刻函数的前进方向，用斜率乘以时间步长 $\Delta t = t_{n+1} - t_n$ 后再加上函数的当前值来构成新的值。例如，若函数 $x(t)$ 在 t_n 时刻的值为 x_n，则在下一个时刻 t_{n+1} 时，函数值可近似表示为：

$$x_{n+1} = x_n + \Delta t \frac{dx_n}{dt} \tag{2.118}$$

上式称为前向欧拉积分法，其图形如图 2.223(a)所示。

但是，这个近似值并不是准确值，在真实值和估计值 x_{n+1} 之间有一些误差。减小误差方法一般有两种：一种是减小时间步长；另一种是改进近似算法。第一种方法需要增加计算时间，在此我们介绍第二种方法。

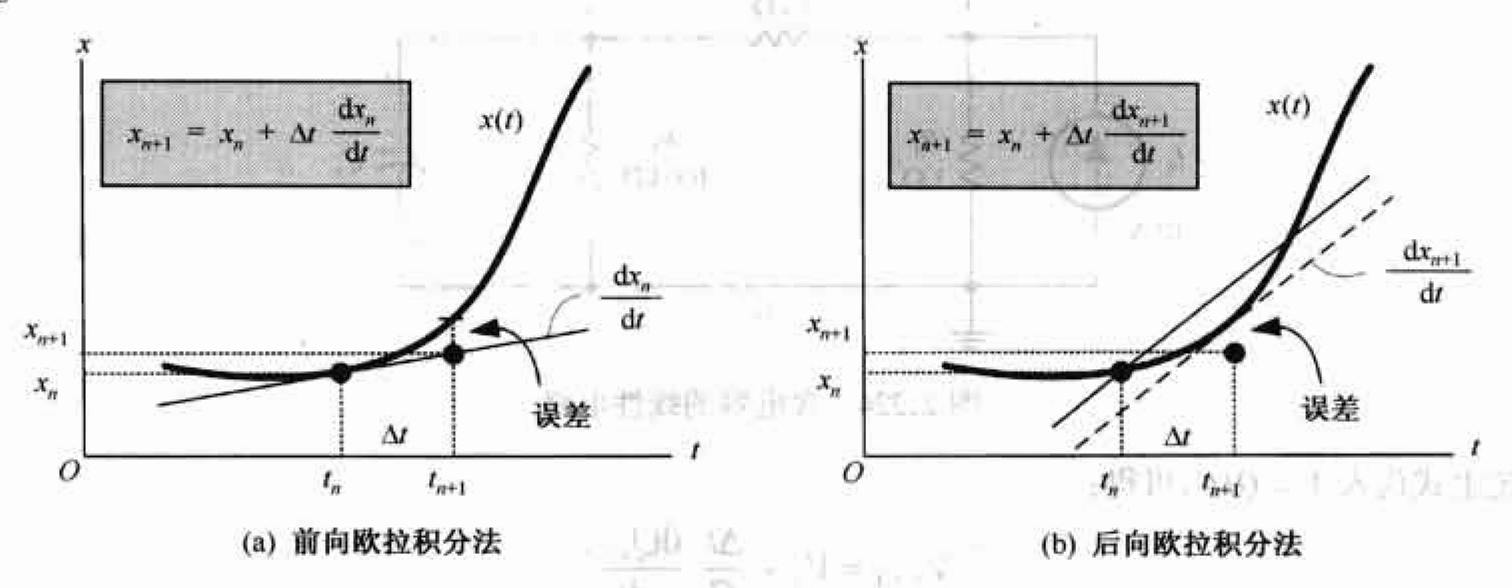


图 2.223 欧拉积分法

尽管前向欧拉积分法很容易理解，但还有更好近似的方法，称之为后向欧拉法。后向欧拉法用 x_{n+1} 处的斜率取代 x_n 处的斜率来推得下一次的近似值：

$$x_{n+1} = x_n + \Delta t \frac{dx_{n+1}}{dt} \tag{2.119}$$

图 2.223(b)对后向欧拉法给与了说明。SPICE 运用的是后向欧拉法。然而，还有一些另外的方法也可以利用，每一种方法在精确度上(每种方法产生误差的大小)和稳定性上(随着时间的发展，误差的累积和递减问题)都有其长处和短处。例如，梯形法计算当前和下一时刻的平均斜率来近似下一步的解。另一种称为 Gear-2 的方法，是利用当前和前两次的信息来预测下一个时刻的值。类似的还有称为 Gear-3 的方法，它利用了前三次的值。表 2.13 是给出了一些近似方法的总结。

表 2.13 一些常用的近似方法

方法	方程	注释
前向欧拉法	$x_{n+1}=x_n+\Delta t\frac{dx_n}{dt}$	精度不高,没有用于 SPICE
后向欧拉法	$x_{n+1}=x_n+\Delta t\frac{dx_{n+1}}{dt}$	精度一般,稳定性好,在一些 SPICE 版本中应用
梯形法	$x_{n+1}=x_n+\Delta t\frac{(dx_{n+1}/dt+dx_n/dt)}{2}$	精度高且稳定性好,但在一些情况下会出现振荡,在一些 SPICE 版本中应用
Gear-2	$x_{n+1}=\frac{4}{3}x_n-\frac{1}{3}x_{n-1}+\frac{2}{3}\Delta t\frac{dx_{n+1}}{dt}$	精度和稳定性较好,最适用的方法

一些版本的 SPICE 为优化结果,在模拟时实时改变数值积分的方法。

2.37.5 有源电容模型

在将储能元件转化为等效的线性元件过程中,数值积分法起了很重要作用。例如,考虑图 2.224 所示电路中的电容,转化电容元件的过程分为两个步骤:首先,将数值积分法运用到电容的电流与电压的关系式上,然后,得出电容的线性有源模型,再利用节点分析法求得电路的输出波形。

应用电容的定义式和电流的定义式可以得到电容的电流与电压的关系方程。推导过程如下:

$$V=\frac{Q}{C} \quad 或 \quad I=\frac{dQ}{dt}$$

接下来,为了便于讨论,运用后向欧拉方程推得下一个时刻的电容电压为:

$$V_{n+1}=V_n+\Delta t\frac{dV_{n+1}}{dt}$$

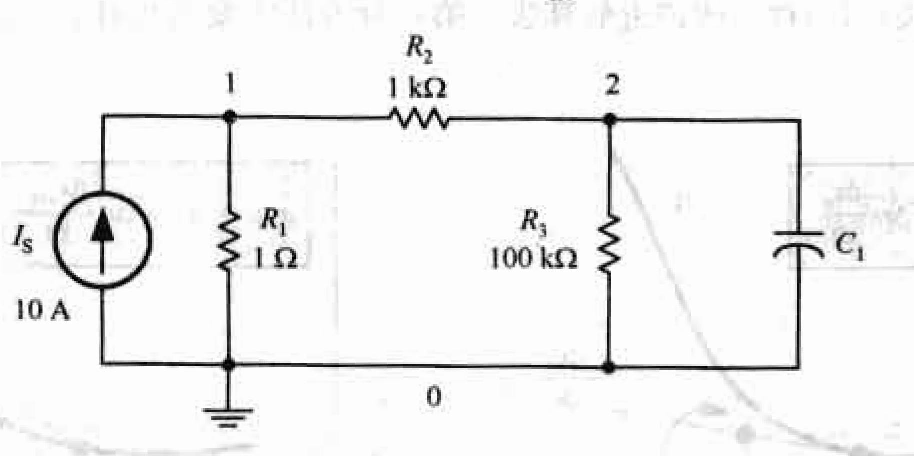


图 2.224 含电容的线性电路

把上式代入 $V=Q/C$,可得:

$$V_{n+1}=V_n+\frac{\Delta t}{C}\frac{dQ_{n+1}}{dt}$$

再代入 $I=dQ/dt$,得到电压和电流的方程:

$$V_{n+1}=V_n+\frac{\Delta t}{C}I_{n+1}$$

为了建立电容的线性有源模型,把上式重新整理,得到用电压表示的电流:

$$I_{n+1}=\left(\frac{C}{\Delta t}\right)V_{n+1}+\left(\frac{C}{\Delta t}\right)V_n$$

把$(C/\Delta t)$当做电导 G_{eq},因为将其与 V 相乘可得电流。因此:

$$I_{n+1}+G_{eq}V_{n+1}+G_{eq}V_n$$

电导 G_{eq} 描述了与新电压 V_{n+1} 有关的那部分电容电流,电流源 I_{eq} 描述了与前一时刻电压 V_n 的有关的另部分电容电流。电容的线性有源模型如图 2.225 所示。

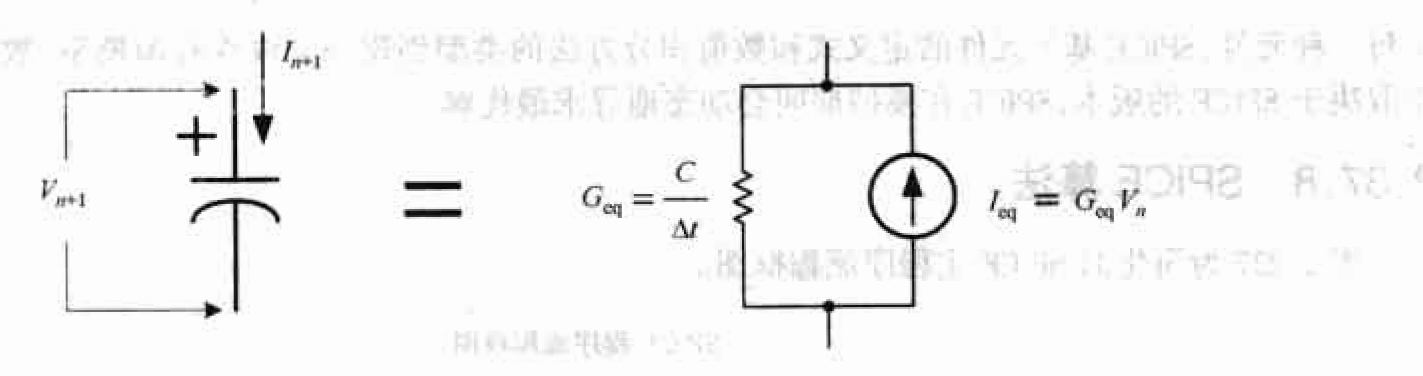


图 2.225 用于后向欧拉法中的电容线性有源模型

2.37.6 节点分析法

参考图 2.226,把电容的线性有源模型代入电路中,使电路中的电容模型类似于其他的线性元件。

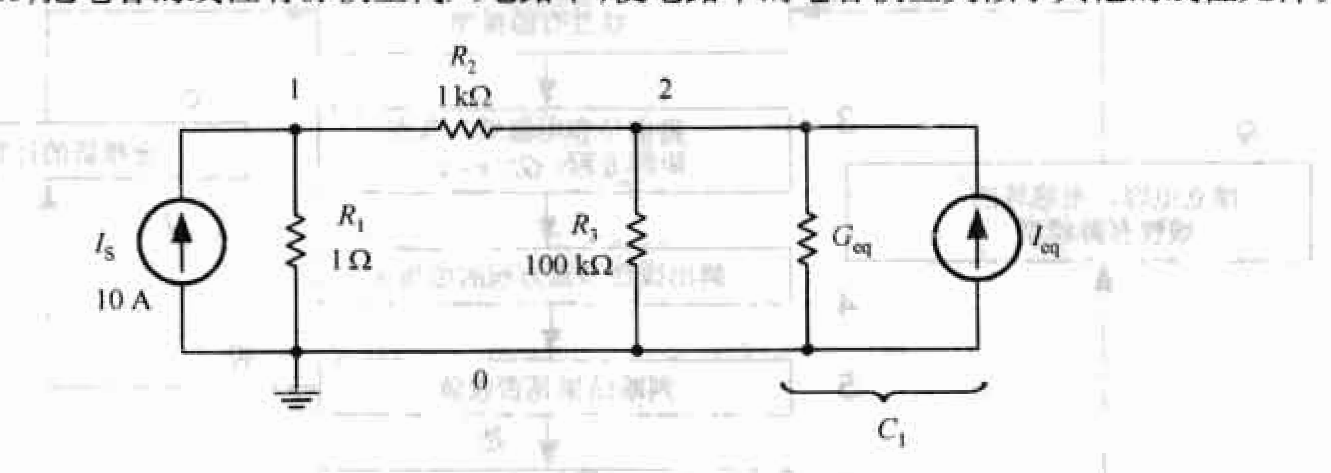


图 2.226 将电容的线性有源模型代入后的电路

然后建立节点方程:

$$\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(-\frac{1}{R_2}\right)V_2=I_S$$

$$\left(-\frac{1}{R_2}\right)V_1+\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+G_{eq}\right)V_2=I_{eq}$$

在求解 V_1 和 V_2 之前化简书写形式,将电阻转换为电导形式,用节点编号表示电流:

$$G_{11}=1/R_1+1/R_2 \qquad G_{12}=-1/R_2 \qquad G_{21}=-1/R_2 \qquad G_{22}=1/R_2+1/R_3+G_{eq}$$

$$I_1=I_S \qquad I_2=G_{eq}V_2$$

节点方程变为:

$$G_{11}V_1+G_{12}V_2=I_1$$

$$G_{21}V_1+G_{22}V_2=I_2$$

求解这两个方程,可得:

$$V_2=\frac{\left(I_2-\frac{G_{21}}{G_{11}}I_1\right)}{\left(G_{22}-\frac{G_{21}G_{12}}{G_{11}}\right)} \qquad V_1=\frac{I_1-G_{12}V_2}{G_{11}}$$

将解得的数值代回到电导的表示式中,得到 Δt,以满足运行的 SPICE,这样就实现了瞬态分析,设置时间间隔可得最终结果。后面将给出一个运用 SPICE 分析实际瞬态问题的命令程序。

2.37.7 其他元件的线性有源模型

对其他元件也可以建立线性有源模型,例如电感、二极管、双极型晶体管、JFET 和 MOSFET 等。对于以

上每一种元件,SPICE 基于元件的定义式和数值积分方法的类型创建一个线性有源模型,数值积分方法类型取决于 SPICE 的版本,SPICE 在模拟期间会动态地寻求最优解。

2.37.8 SPICE 算法

图 2.227 为简化的 SPICE 主程序流程框图。

SPICE 程序流程框图

1 起始计算点

2 建立非线性器件的线性有源模型

3 将电导和电流填入节点矩阵方程: $G \times v = i$

4 解出线性节点方程的电压 V

5 判断结果是否收敛

否 → 6 选择新的计算点

是 → 7 选择时间步长 $s(n)$, 计算下一次时间点 $t(n+1) = t(n) + s(n+1)$

8 判断是否到达最终时刻

否 → 9 建立电容、电感等的线性有源模型

是 → 结束

图 2.227 简化的 SPICE 主程序流程

算法的重点包括:

1. (方框 3 和方框 4):节点分析,这是 SPICE 的核心,包括形成节点矩阵和求解电路电压的节点方程。
2. (内循环 2~6):将非线性元件用等效的线性有源模型替代,然后求非线性电路的解。在得到收敛结果之前需要进行大量的反复迭代计算。
3. (循环 7~9):对储能元件(电容、电感等)建立等效的线性模型和选取最佳时间点,然后进行瞬态分析。

2.37.9 SPICE 中的分析类型

SPICE 可以进行直流分析、瞬态分析(时域响应)和交流分析(频域响应)。然而,通过运用比特和分块,SPICE 也可以进行灵敏度分析、傅里叶分析、噪声分析,等等。

DC 分析

DC 分析用于计算直流工作点或者直流扫描。瞬态分析中的初始条件和交流分析中的偏置点都是直流工作点的计算。直流扫描是指在定义的范围内进行多次直流分析来选择元件参数。所有的储能元件,例如电容、电感和半导体充电装置,不能进行直流分析。当 SPICE 对线性电路进行直流分析时,只需要两个模块:一是图 2.227 中方框 3,形成节点矩阵。二是图 2.227 中方框 4,运用称为高斯消去法的矩阵分析法求解节点方程。要记住,节点分析法只针对线性方程描述的系统。

对于非线性电路,SPICE 首先建立非线性元件的等效线性模型。但是必须估计所建模型的工作点。按照图 2.227 中方框 1~6 的循环,通过估计工作点,建立等效线性模型和求解电路节点电压矩阵方程,反复迭代即可求得精确解。然后基于新的电压选择新的工作点,重复循环迭代过程。当电路的电压和电流的两次迭代值的差异小于一定极限时,说明结果是收敛的, SPICE 将停止分析过程。这就是非线性电路的牛顿-拉费森解。直流分析的 SPICE 数据格式如下所示:

一般形式 .dc 电源 起始时间 终止时间 增量

示例 .dc vin 1.5 15 0.5

(如果想要输出或绘制两个非零编号节点之间的任意电压,.dc 数据清单是必需的。另外,默认"小信号"分析仅输出每个非零编号节点与零编号节点之间的电压)。

瞬态分析

把图 2.227 的方框 2 和方框 5 去掉,SPICE 通过外循环完成瞬态分析。在解得起始工作点后,把储能元件(电容、电感和半导体结)变换为适合节点分析的线性有源模型。对于非线性电路,SPICE 在瞬态分析的每个时间点进行图 2.227 中方框 2~6 的非线性循环迭代。SPICE 随时调节时间步长 s(n)来提高精度并减少模拟仿真时间。当电路电压和电流变化很快时,时间步长要减小。瞬态分析的 SPICE 数据格式如下所示:

一般形式 .tran 增量 终止时间 起始时间 时间间隔

示例 1 .tran 1m 50m uic

示例 2 .tran 0.5m 32m 0 0.01m

(示例 1 的时间增量为 1 ms,停止时间为 50 ms。示例 2 时间增量 0.5 ms,停止时间为 32 ms,起始时间为 0 ms,计算间隔为 0.01 ms。起始时间的默认值是 0。瞬态分析一般由时间 0 开始,但数据存储发生在起始时间和停止时间之间。"uic"选项令 SPICE 启用初始条件)。

AC 分析

在交流分析中,SPICE 首先进行图 2.227 中方框 1~6 的非线性电路循环,找到直流工作点。这个循环不考虑任何电容、电感和其他储能元件。然后调用图 2.227 中的方框 3 和方框 4,但做了一点改动。SPICE 形成的节点矩阵中用实部和虚部表示电阻、电容和电感阻抗。对于半导体器件,SPICE 用它们的线性化小信号等效模型替代其非线性特性。最后将电源置零,信号源一致,对于所有要求的频率,重复图 2.227 中的方框 3 和方框 4。节点分析计算得到的是每个节点电压的幅值和相位。交流分析的 SPICE 数据格式如下所示:

一般形式 .ac 曲线 点 起始频率 终止频率

示例 .ac lin 1 1000 1000

曲线图表可以是"lin"(线性)、"dec"(十进制)或者"oct"(八进制),指明频率扫描是线性或非线性以及在频率扫描中进行了多少点的分析。起始域和终止域指明扫描的起始频率和终止频率。起始值不能为 0。

2.37.10 查看输出

下面是显示输出的图形的 SPICE 数据格式:

一般形式:.plot [type] [output1] [output2]. . .[output n]

示例 1:.plot dc v(1,2) I(v2)

示例 2:.plot ac v(3,4) vp(3,4) I(v1) ip(v1)

示例 3:.plot tran v(4,5) I(v2)

以下是打印输出文件的 SPICE 数据格式:

一般形式：`.print [type] [output1] [output2]. . . [output n]`

示例 1：`.print dc v(1,2) I(v2)`

示例 2：`.print ac v(2,4) I(vinput) vp(2,3)`

示例 3：`.print tran v(4,5) I(v2)`

(在单个".plot"或".print"操作时，SPICE 不能处理多于 8 个要求的数据点。如果数据点大于 8 个，就运用多个数据项表示)。

例 1：应用 SPICE 对图 2.228 所示的 RC 电路进行交流分析。

SPICE 数据表

```
v1 1 0 ac 12 sin
r1 1 2 30
c1 2 0 100u
.ac lin 1 60 60
.print ac v(1,2) v(2)
.end
```

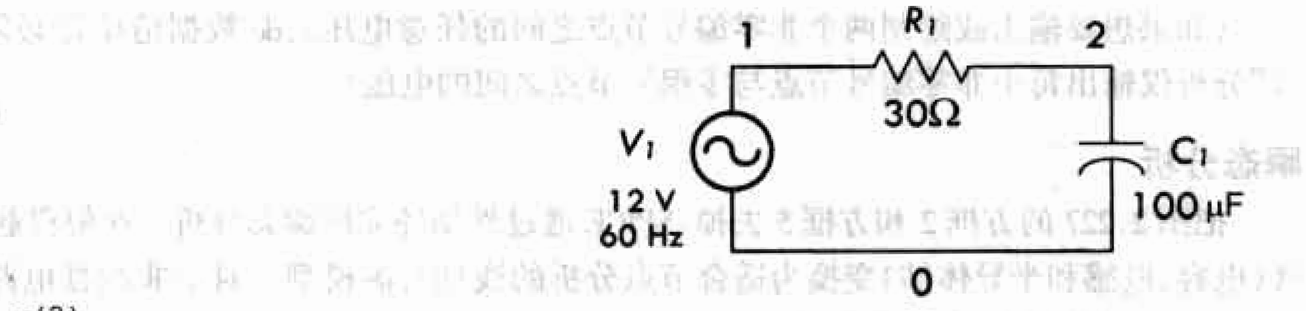


图 2.228　例 1 所示电路

".ac"数据表指名了交流分析点是从 60 Hz 到 60 Hz 为单个点。但这个数据表对多个频率的分析也是有用的，可以在给定的频率范围内采用按步分析。".print"数据格式表明输出的是节点 1 与节点 2 之间的交流电压和节点 2 与地之间的交流电压。

输出

```
freq          v(1,2)        v(2)
6.000E+01     8.990E+00     7.949E+00
```

例 2：对图 2.229 所示全波桥式整流电路进行瞬态分析。

SPICE 数据表

```
fullwave bridge rectifier
v1 1 0 sin(0 15 60 0 0)
rload 1 0 10k
d1 1 2 mod1
d2 0 2 mod1
d3 3 1 mod1
d4 3 0 mod1
.model mod1 d
.tran .5m 25m
.plot tran v(1,0) v(2,3)
.end
```

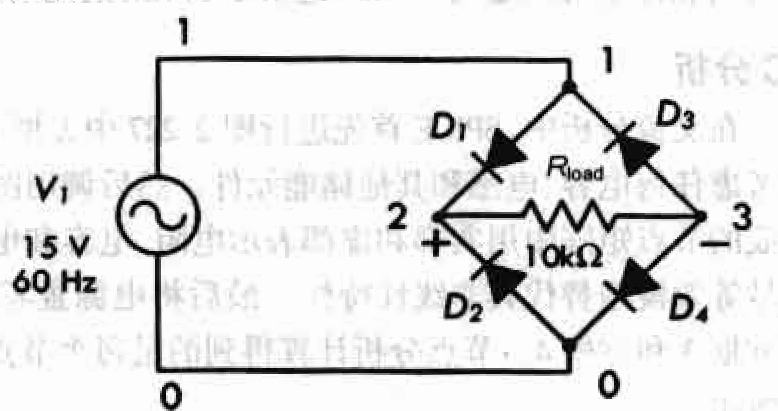


图 2.229　例 2 所示电路

类似于 SPICE 中的所有半导体元件，必须建立二极管模型，所以要使 SPICE 知道所有设定的二极管工作的复杂细节。幸好 SPICE 提供了一些一般的模型，其中二极管模型是最基本的模型。注意，".model"数据表直接指明了"d"作为 mod1 的一般二极管模型。另外，因为要绘制波形，所以需要在数据表中指明交流电源的所有参数，并应用".tran"选项打印或者绘制所有数据。

输出

```
legend:

*: v(1)
```

```
+: v(2,3)

   time       v(1)

(*)---------  -2.000E+01  -1.000E+01   0.000E+00   1.000E+01   2.000E+01
(+)---------  -5.000E+00   0.000E+00   5.000E+00   1.000E+01   1.500E+01
- - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - -
0.000E+00  0.000E+00 .       +            *            .
5.000E-04  2.806E+00 .       .      +     .   *        .
1.000E-03  5.483E+00 .       .            +      *     .
1.500E-03  7.929E+00 .       .            .     +   *  .
2.000E-03  1.013E+01 .       .            .           +*
2.500E-03  1.198E+01 .       .            .            .  * +
3.000E-03  1.338E+01 .       .            .            .    *  +
3.500E-03  1.435E+01 .       .            .            .     *    +.
4.000E-03  1.476E+01 .       .            .            .       *   +
4.500E-03  1.470E+01 .       .            .            .       *   +
5.000E-03  1.406E+01 .       .            .            .     *   + .
5.500E-03  1.299E+01 .       .            .            .   *  +    .
6.000E-03  1.139E+01 .       .            .            . *+        .
6.500E-03  9.455E+00 .       .            .          +*.           .
7.000E-03  7.113E+00 .       .            .   + *      .           .
7.500E-03  4.591E+00 .       .           +.   *        .           .
8.000E-03  1.841E+00 .       .   +        . *          .           .
8.500E-03 -9.177E-01 .       .  +        *.            .           .
9.000E-03 -3.689E+00 .       .        *+  .            .           .
9.500E-03 -6.380E+00 .       .     *      . +          .           .
1.000E-02 -8.784E+00 .       .  *         .       +    .           .
1.050E-02 -1.075E+01 .      *.            .            .+          .
1.100E-02 -1.255E+01 .   *   .            .            .     +     .
1.150E-02 -1.372E+01 .  *    .            .            .        +  .
1.200E-02 -1.460E+01 . *     .            .            .           +
1.250E-02 -1.476E+01 .*      .            .            .           +
1.300E-02 -1.460E+01 . *     .            .            .           +
1.350E-02 -1.373E+01 .  *    .            .            .        +  .
1.400E-02 -1.254E+01 .   *   .            .            .     +     .
1.450E-02 -1.077E+01 .      *.            .            .+          .
1.500E-02 -8.726E+00 .       .  *         .       +    .           .
1.550E-02 -6.293E+00 .       .     *      . +          .           .
1.600E-02 -3.684E+00 .       .        x   .            .           .
1.650E-02 -9.361E-01 .       .      +    *.            .           .
1.700E-02  1.875E+00 .       .      +     .*           .           .
1.750E-02  4.552E+00 .       .           +.   *        .           .
1.800E-02  7.170E+00 .       .            .   +   *    .           .
```

```
1.850E-02  9.401E+00 .        .            .          + *.           .
1.900E-02  1.146E+01 .        .            .             . *+        .
1.950E-02  1.293E+01 .        .            .             .   *  +    .
2.000E-02  1.414E+01 .        .            .             .    *     +.
2.050E-02  1.464E+01 .        .            .             .    *      +
2.100E-02  1.483E+01 .        .            .             .      *    +
2.150E-02  1.430E+01 .        .            .             .     *    +.
2.200E-02  1.344E+01 .        .            .             .    *   +  .
2.250E-02  1.195E+01 .        .            .             .   *+      .
2.300E-02  1.016E+01 .        .            .            +*           .
2.350E-02  7.917E+00 .        .            .      +   *  .           .
2.400E-02  5.460E+00 .        .            +       *     .           .
2.450E-02  2.809E+00 .        .       +    .  *          .           .
2.500E-02 -8.297E-04 .        +            *             .           .
-----------------------------------

- - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - - -
```

2.37.11 SPICE 的局限性

电路仿真的精度取决于 SPICE 中为器件建立的模型的精度。很多的仿真计算都是基于简化的模型，对大部分复杂电路或细节问题，仿真计算可能会出错或不正确。如果在开发电路时完全依赖 SPICE 或基于 SPICE 的更高级的仿真器，就意味着会出问题。因为仿真计算不考虑噪声、干扰、干涉，等等，除非将这些因素耦合到电路中，因此，SPICE 同样会欺骗你。还有，SPICE 不能预测元件的缺陷，你必须知道在你的 SPICE 电路中什么样的危险可能发生以及什么样的特性在建模中没有考虑。总之，SPICE 并不是原形物的替代物，实际电路实验板的性能提供的才是最终的答案。

2.38 含有有源元件的复杂电路

到目前为止，本章仅仅介绍了含有线性元件(例如电阻、电容和电感)的电路的分析方法。线性是指一个元件的响应正比于施加的信号，例如，将电阻两端的电压加倍，流过电阻的电流也将加倍。对于电容，将其两端的电压频率加倍，则流过电容的电流也加倍。对于电感，将其两端的电压频率加倍，则流过电感的电流减半。正如本章之前所述，用于分析线性电路的方法是非常简单的，定律或理论告诉了将会发生的事。

然而，在电子学领域，大多数令人兴奋和有用的器件，例如二极管、晶体管、运算放大器，微控制器和许多其他集成设备，并不是以线性的方式工作。虽然可以运用 SPICE 对非线性器件建立线性有源模型，再用 SPICE 对线性模型进行仿真并得出图解，但是让计算机来思考，应用直觉去分析和建立电路将会遭到失败。仿真分析的近似方法可以获得在一般情况下对每一种非线性器件或线性元件特性的基本了解，或者说，获得一个器件的电流和电压关系的一般认识。之后，应开始检测包括这些器件的简单电路，在输入和输出端，观察电路的所有特性(电流－电压响应等)。在检测这些简单电路的过程中，寻找模型式样，观察这些元件是如何工作和如何应用的。例如，你可能注意到在简单晶体管电路中分压器(两个电阻串联)维持振荡的功能与一个放大器电路类似(通过选择分压器中特殊的电阻值，就可以在晶体管的基极设置偏置电压，基极位于两个电阻的连接处)。通过认识这些模型，对如何将这些分立元件组合成其他类型电路的一类问题就可能提出新的思想。一旦认识了器件是如何工作和如何应用的，就可以继续建立更大的和更复杂的电路。

为处理更加复杂的电路，需要再寻求其中的模型。但是，这些模型应该是简单的电路组合或功能组合。例如，为了得出一个简单的交直流电源转换器的工作原理，可以先将电源分解成一些简单电路或者功能组，然后把每个功能组看做一个整体进行计算。之后，找出所有功能组之间的相互影响。交直流电源转

换器的功能组有：用于降低交流电压的变压器、用于将变压器输出的交流信号转换为脉动直流信号的桥式整流电路以及接在桥式整流器的输出端，用于消除纹波或直流信号中的脉动部分的滤波电路。在这个例子中，了解电源的工作原理不等于精确地了解功能组中每个二极管或每个电阻的功能，而是注重得出每个功能组的特性和这些功能组的整体特性。事实上，不可能为得到最终电路的数学表达式而对所有部分都建模，这样做将是很荒唐的（尽管可以利用仿真器来做这些工作）。

本书的其余部分将集中介绍电子电路。每一章的编写方式力求有助于设计者的工作，或者说提供的内容将有助于提高个人的洞察力和构建电路的实际知识。本书其余部分的形式是，每部分的开头对一个特定的元件或一个特定的电路的用途和典型应用做了基本的介绍，然后讨论元件的工作原理和现有的实际元器件的类型（可以在商店或目录册中找到的元器件），还将讨论元器件的规格，例如额定功率和偏置电压。在每一章的最后，通过一些简单电路对学习内容进行了总结。

第3章 基本电子电路组件

3.1 导线、电缆和连接器

导线和电缆为电流提供低阻抗通路。大多数导线由铜或者银制成，并用塑料、橡胶或绝缘漆等绝缘材料包裹保护。电缆由许多相互独立绝缘的导线绑在一起，形成多芯传输线。插销、插座和适配器等连接器的作用是将导线、电缆和其他电气设备连接起来。

3.1.1 导线

导线的直径用一系列的线规号表示。与常规标号不同的是，导线直径增加，线规号减小，同时，导线的阻抗减小。在大电流场合，应该用规格号较小的导线。如果在大规格号(小直径)的导线上通过的电流太大，导线有可能过热导致熔化。表3.1列出了B&S规格铜导线在20℃时的各种参数，其中允许流过的电流必须在表中数据基础上减少30%。

导线通常分为单股实心线、绞合线和屏蔽线。

实心导线

实心导线通常用于电路试验板的接线。实心导线很容易插入试验板的接线孔或接线端子，且不易磨损。这种线在多次折弯后有断裂的趋势。

绞合线

绞合线是由一定数量的多股导线绞合而成的，它的性能比单根实心导线要好，因为它可形成较大的表面面积，而且弯曲时，不易损坏。

屏蔽线

屏蔽线是由多股绞合线编织而成的，和绞合线一样，它比实心导线要好，弯曲时不易损坏。屏蔽线常用于电磁干扰的防护，也可作为电缆内部的导体(如同轴电缆)。

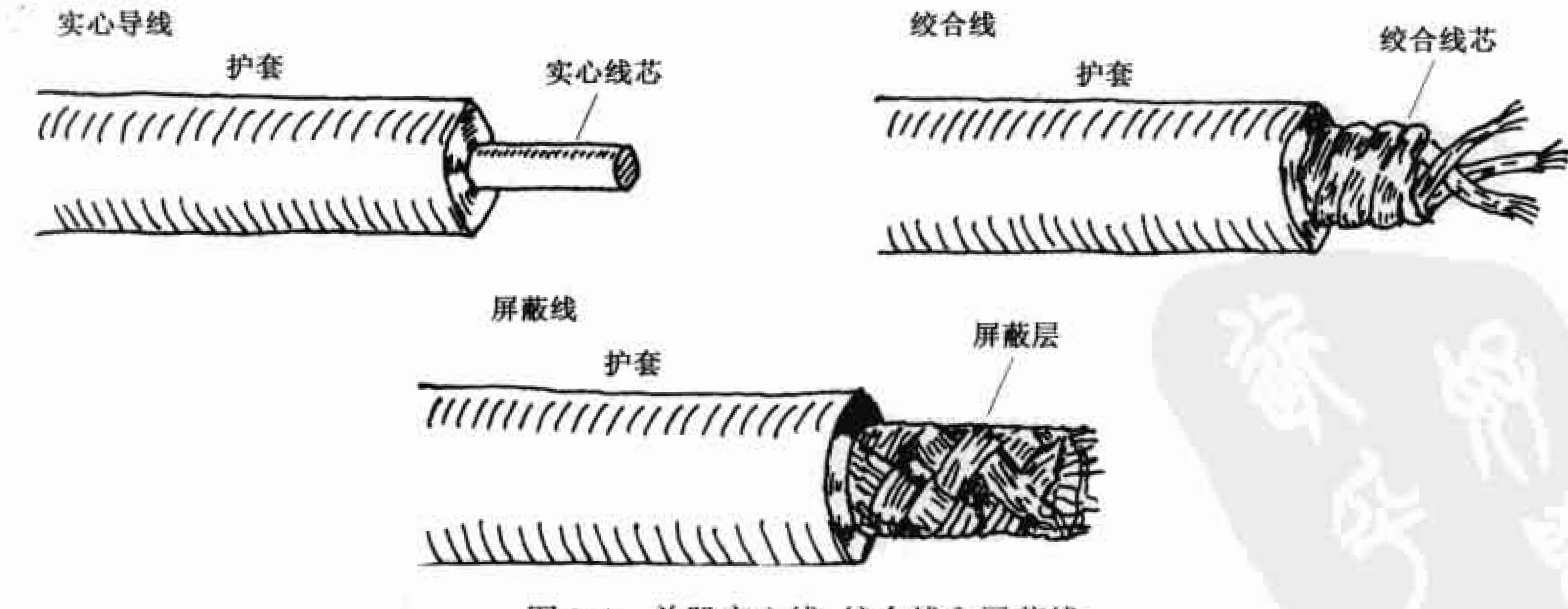


图3.1 单股实心线、绞合线和屏蔽线

导线类型

单股实心导线常用做连接线，它含有锡合金可增强导线的焊接能力。导线的绝缘材料通常是聚氯乙烯(PVC)、聚乙烯或聚四氟乙烯等。它主要用于普通工程和实验电路板，也可用于需要使用短裸线的地方(参见图3.2)。

表 3.1　铜线规格(裸线和镀层线)

线号(美国线规)	直径(MIL) *	截面(CIRCULAR MIL) * *	英尺/磅①(裸线)	欧姆/千英尺	通流能力(A)	相近的英国线号
1	289.3	83 694	3.948	0.1239	119.564	1
2	257.6	66 357	4.978	0.1563	94.797	2
3	229.4	52 624	6.277	0.1971	75.178	4
4	204.3	41 738	7.918	0.2485	59.626	5
5	181.9	33 087	9.98	0.3134	47.268	6
6	162.0	26 244	12.59	0.3952	37.491	7
7	144.3	20 822	15.87	0.4981	29.746	8
8	128.5	16 512	20.01	0.6281	23.589	9
9	114.4	13 087	25.54	0.7925	18.696	11
10	101.9	8226	31.82	0.9987	14.834	12
11	90.7	8226	40.16	1.2610	11.752	13
12	80.8	6528	50.61	1.5880	9.327	13
13	72.0	5184	63.73	2.0010	7.406	15
14	64.1	4108	80.39	2.5240	5.870	15
15	57.1	3260	101.32	3.1810	4.658	16
16	50.8	2580	128	4.0180	3.687	17
17	45.3	2052	161	5.0540	2.932	18
18	40.3	1624	203.5	6.3860	2.320	19
19	35.9	1288	256.4	8.0460	1.841	20
20	32.0	1024	322.7	10.1280	1.463	21
21	28.5	812	406.7	12.770	1.160	22
22	25.3	640	516.3	16.2000	0.914	22
23	22.6	510	646.8	20.300	0.730	24
24	20.1	404	817.7	25.6700	0.577	24
25	17.9	320	1031	32.3700	0.458	26
26	15.9	252	1307	41.0200	0.361	27
27	14.2	201	1639	51.4400	0.288	28
28	12.6	158	2081	65.3100	0.227	29
29	11.3	127	2587	81.2100	0.182	31
30	10.0	100	3306	103.7100	0.143	33
31	8.9	79	4170	130.9000	0.113	34
32	8.0	64	5163	162.0000	0.091	35
33	7.1	50	6553	205.7000	0.072	36
34	6.3	39	8326	261.3000	0.057	37
35	5.6	31	10.537	330.7000	0.045	38
36	5.0	25	13 212	414.8000	0.036	39
37	4.5	20	16 319	512.1000	0.029	40

* 1 Mil = 2.54×10^{-5} m

* * 1 Circular Mil = 5.067×10^{-10} m^2

多股绞合导线具有较大的表面面积,可通过较大的电流强度。它的铜含量较高,是一种比较好的导线。

漆包线常用来制作线圈和电磁铁,也用于需要大电感的场合,如收音机的调谐元件。它是由实心导线和漆涂层组成的,典型的规格号为 22 ~ 30。

① 1 英尺(ft) = 0.3048 m;1 磅(lb)≈0.4536 kg——编者注。

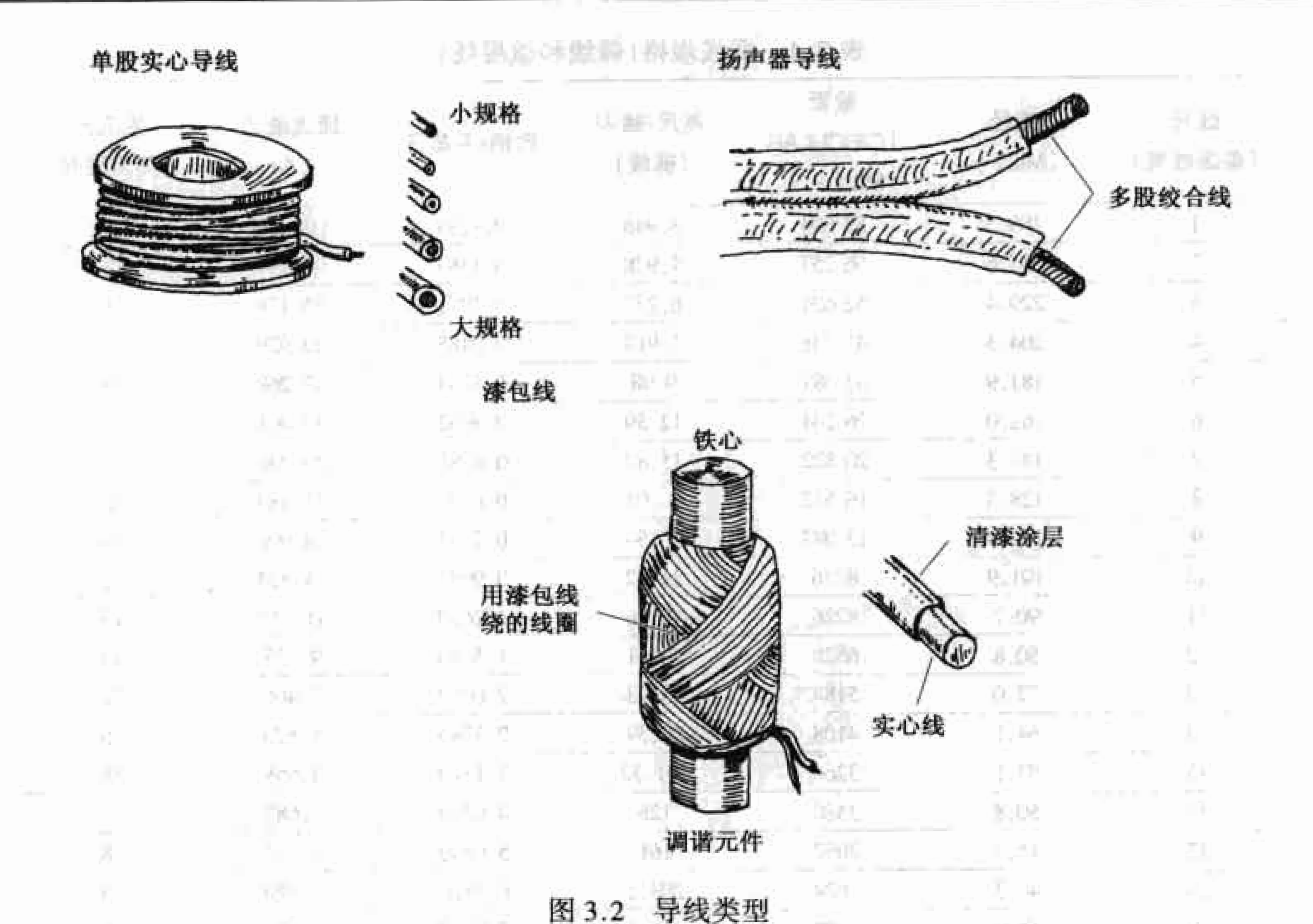


图 3.2　导线类型

3.1.2 电缆

电缆由多根独立的导线组成,这些导线可以是:实心线、绞合线、屏蔽线及其组合。典型的电缆结构如图 3.3 所示。

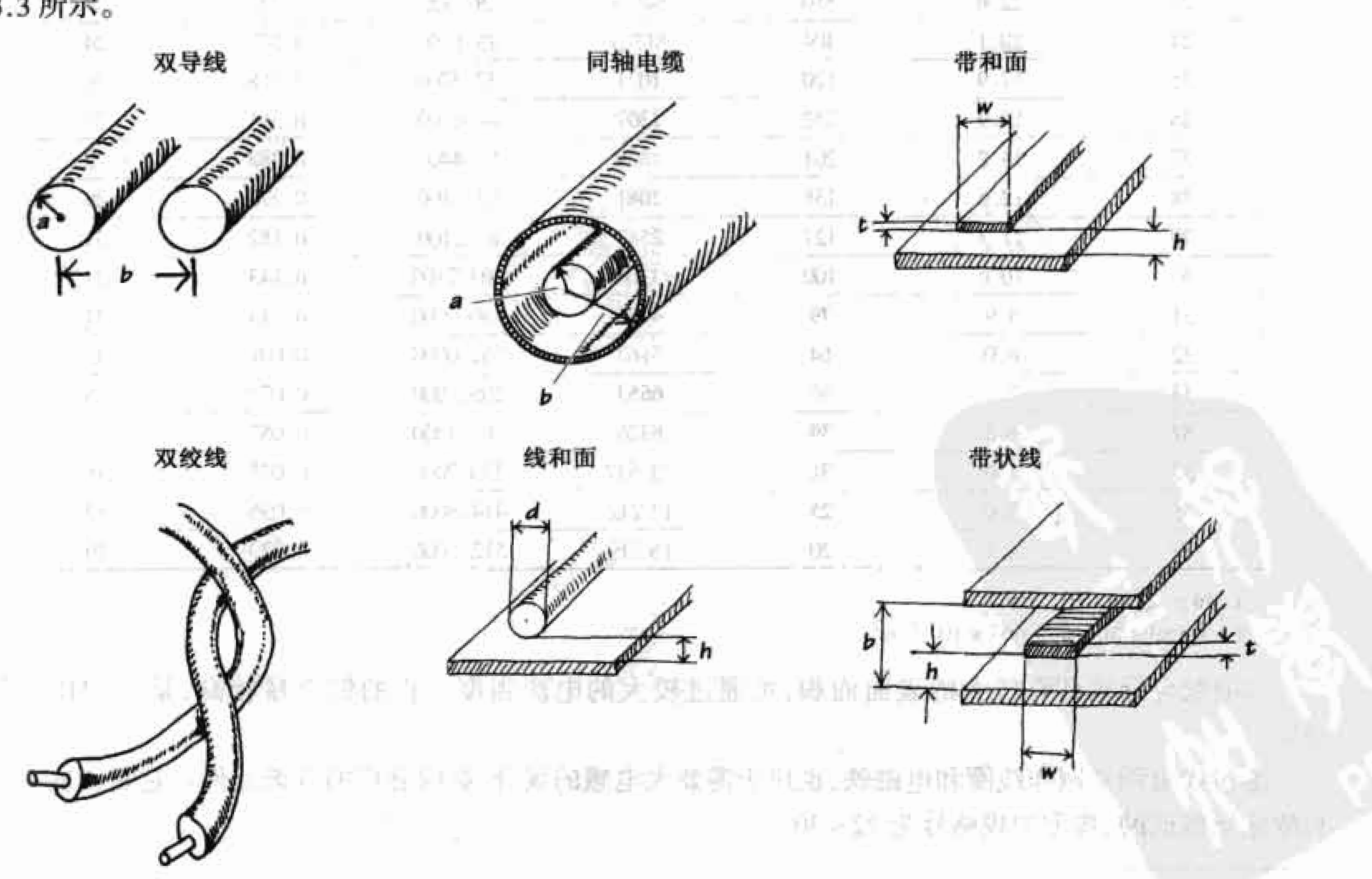


图 3.3　典型的电缆结构

电缆类型

图3.4(a)所示双股电缆是由两根独立的绝缘导线组成的,通常用于直流和低频交流。

图3.4(b)所示电缆是由两根绝缘导线互相盘绕而成的,它与双股电缆类似,但这种电缆是通过缠绕而成的。

图3.4(c)所示电缆是一种扁平的两芯导线,通常被称为300 Ω导线,其特性阻抗为300 Ω。常用于天线和接收机之间的传输线(如TV、收音机)。电缆中的每根导线都使用绞合线,以降低集肤效应。

图3.4(d)所示电缆类似于双股电缆,但内导线被金属箔层包围。金属箔层与地线连接。金属箔层使内导体免受外部电磁场的干扰,此干扰可产生噪声信号。

图3.4(e)所示电缆的典型应用是在高频信号(如射频)环境中。该电缆的结构具有较小的分布电感和电容,从而也限制了外部磁场的干扰。中芯线是由实心铜线组成的,用做高电位导体(热导体)。绝缘体,即聚丙烯,将中心包围,其作用是将中芯线和屏蔽线隔离。屏蔽线或铜屏蔽层一般作为冷导体(低电位导体)或接地。在信号传输中,同轴电缆可能是最可靠且使用最为广泛的电缆。它的特征阻抗范围是50~100 Ω。

图3.4(f)所示电缆是由两根非对称的同轴电缆组成的。主要用于两个信号必须独立传输的场合。

图3.4(g)所示电缆是由两根相互绝缘实心导线组成的,与非对称同轴电缆类似,它也有一个铜屏蔽层,用于抗干扰。与非对称同轴电缆不同,铜屏蔽层不作为信号传输路径,仅起屏蔽作用。

图3.4(h)所示电缆常用于需多根电线连接的场合,且便于弯曲。通常用来处理低电压信号或数字信号,作用是将信息从一个装置传输到另一装置。

图3.4(i)所示电缆由多根单独的具有不同颜色的导线组成。用于多信号传输的场合。

图3.4(j)所示光缆被用做传输电磁信号,如光。这种电缆的导电媒介是由光学纤维包裹的玻璃材料组成的。一个电磁信号的传输是通过内部的多次全反射完成的。它可直接传输图像信号和光信号,以及用做远程通信中使用的调制信号的波导。这种缆线的典型结构是由若干根独立的光纤组成的。

下面列出了使导线和电缆牢固连接的接插件组。常用的连接器包含插头(阳性)和插孔(阴性)。以便将不同的器件连接起来。

3.1.3 连接器

图3.5(a)是一种通用的家用连接器,分带极性和无极性两种类型。每种类型又分有地线和无地线两种。

图3.5(b)所示的香蕉连接器用于电气设备中的信号线的连接,通常用于设备的测试。香蕉插头由四个金属弹性叶片组成。

图3.5(c)是一种简单的连接器,用螺丝将金属接线片与端子连接。接线端子的作用是将金属接线片连接起来。

图3.5(d)所示的压接接头根据不同的线号而具有不同的颜色代码。它们是有用、快速的摩擦型连接器,用于接头频繁接、断场合。线与接头的快速连接可用压接专用工具。

图3.5(e)所示的鳄鱼夹连接器用于临时连接,主要做测试用。

图3.5(f)所示连接器可用于具有屏蔽层的导线连接,但是它的体积比较大。可分为两端型和三端型。插孔长约为1 in(31.8 mm)。常用于连接麦克风电缆和其他低压、低电流场合。

图3.5(g)所示的音频连接器分为RCA插头和RCA插座。主要用于音频场合。

图3.5(h)所示的F型连接器用于各种非对称同轴电缆的连接,通常连接视频设备。F型连接器既可以通过螺纹连接,也可通过摩擦连接。

图3.5(i)所示的插头是用实心的金属针状物组成的,使用时将其插入相应的插座即可。插头与插座是靠摩擦力连接在一起的。导线与插头、插座的连接,既可焊接,也可用螺丝连接。

图3.5(j)所示的袖珍型连接器用来连接带屏蔽层的导线。插头的端部与中心导线连接,而圆柱形金属外壳与屏蔽层连接。袖珍型连接器的型号是以不同的直径和每英寸的罗纹圈数来区别的。

图3.5(k)所示的PL-259连接器通常被称之为UHF插头,常用于RG-59/U同轴电缆的连接。插头与插座既可以通过螺纹连接,也可通过摩擦连接。

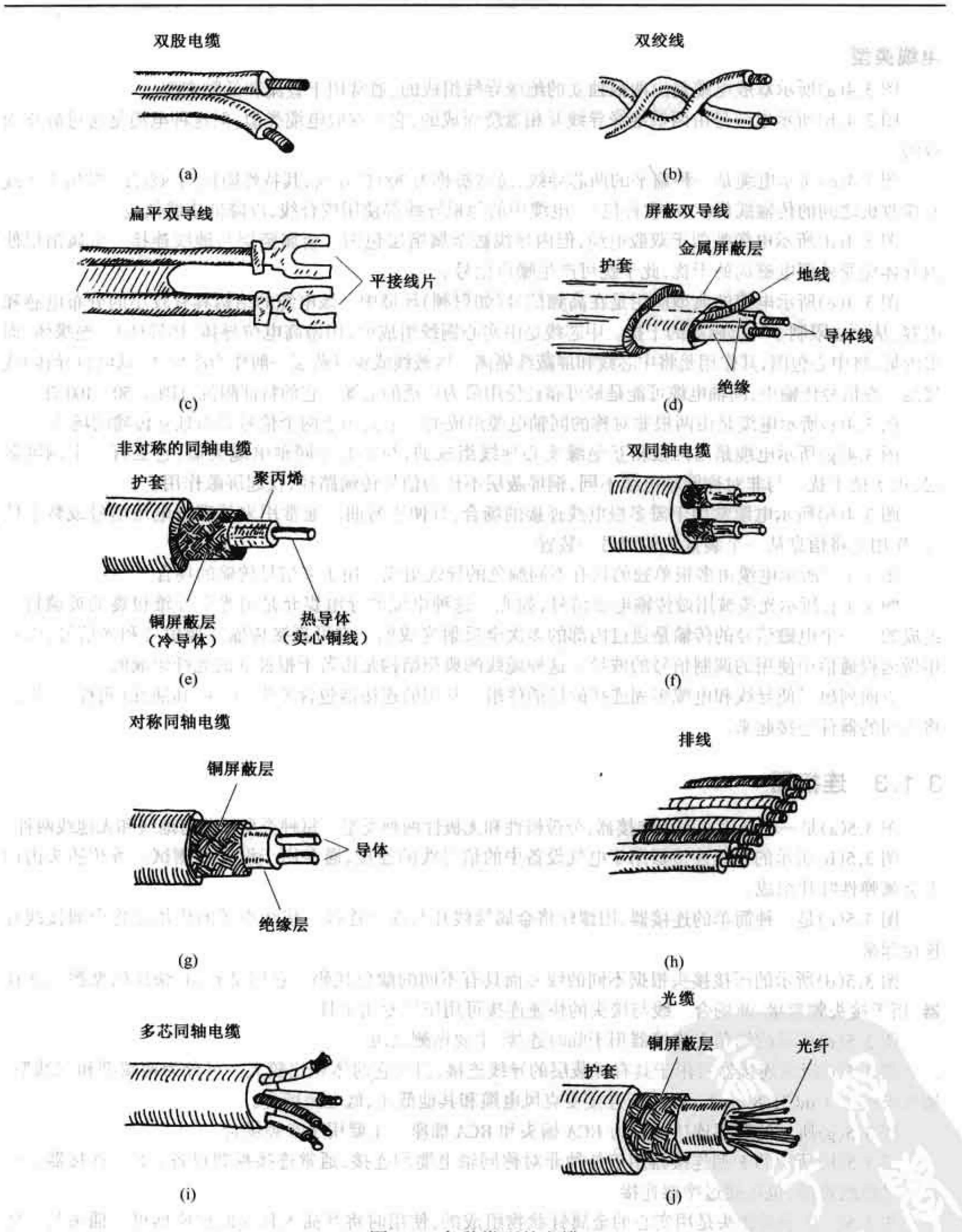


图 3.4　各种类型的电缆

图 3.5(l)所示的 BNC 连接器用于同轴电缆。与 F 型的插头不同的是，BNC 插头和 BNC 插座的连接是靠螺旋状的卡钩完成的，其特点是可快速连接。

图 3.5(m)所示的 T 型连接器具有两个插头端和一个插座端。它用在同轴电缆需要分叉的地方。

图 3.5(n)所示的 DIN 连接器用在多线连接的场合。通常用于音频和电脑设备的连接。

插头　接地　插座

(a)

香蕉连接器

焊接或螺丝孔

线

护套

磷铜弹性金属

绝缘套

用于焊接的金属柱

插头　插座

(b)

平接线片 / 接线端子

螺丝接线端

塑料底座

安装孔

(c)

压接接头

压接头

孔端

端子

针端

(d)

鳄鱼夹

杠杆臂

橡胶护套

夹口

焊接或压接线的地方

(e)

麦克风插头

绝缘体

端部

护套

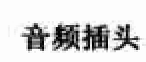
外连接体

端部（中心连接体）

外连接体

插头　插座

(f)



音频插头



中心连接体

外连接体

(g)

图 3.5　各种类型的连接器

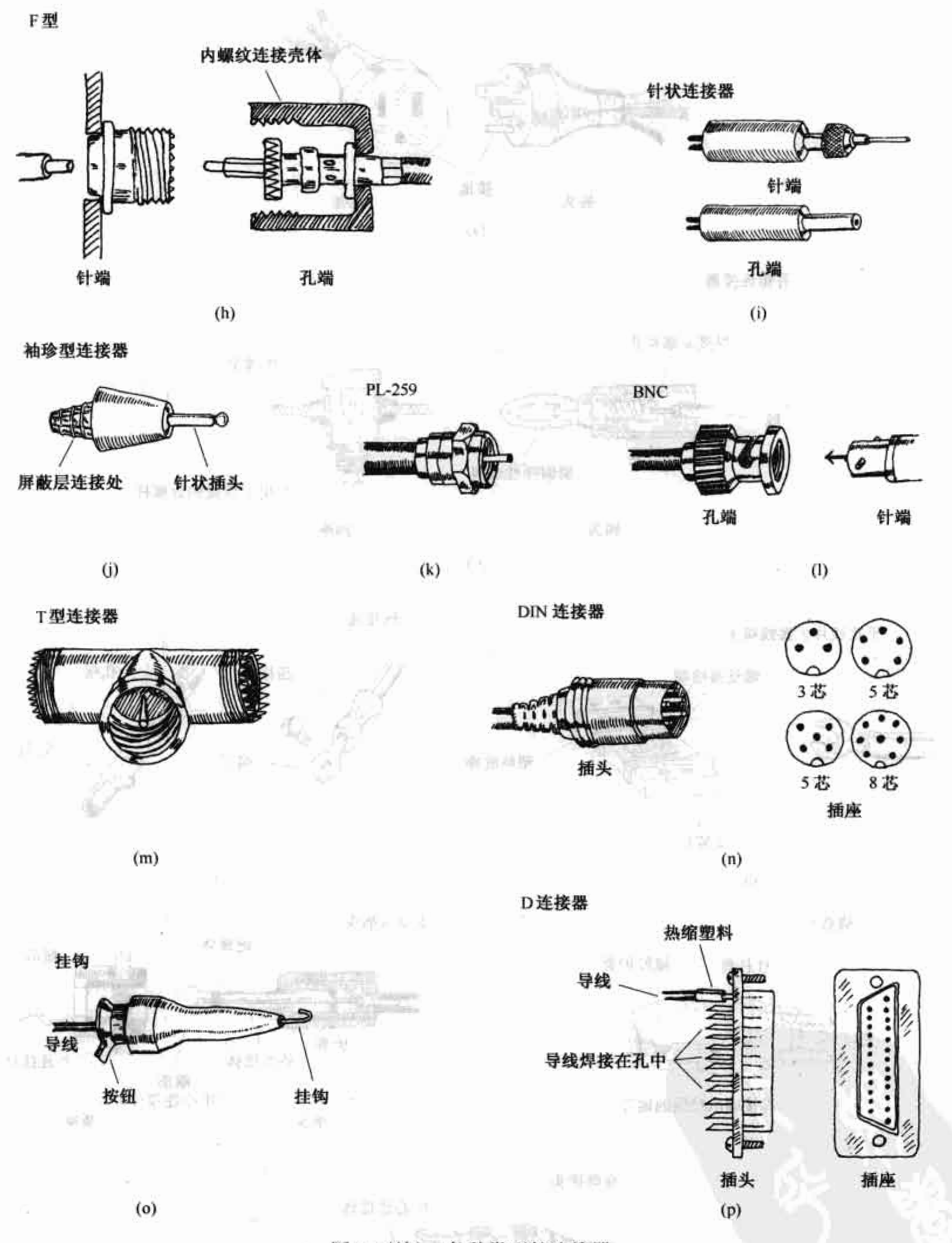


图 3.5(续) 各种类型的连接器

图 3.5(o)所示的挂钩用于测试探头。弹性挂钩利用按钮实现开与合。使用时,挂钩可以挂在导线或器件脚上。

图 3.5(p)所示的 D 连接器用于扁平电缆。该连接器最多可连接 50 根导线。连接器的每一芯子,包括针和孔,都是在连接器背面的金属孔中焊接导线而完成的。

3.1.4 导线与连接器的符号

图3.6示出了各种导线与连接器的符号。

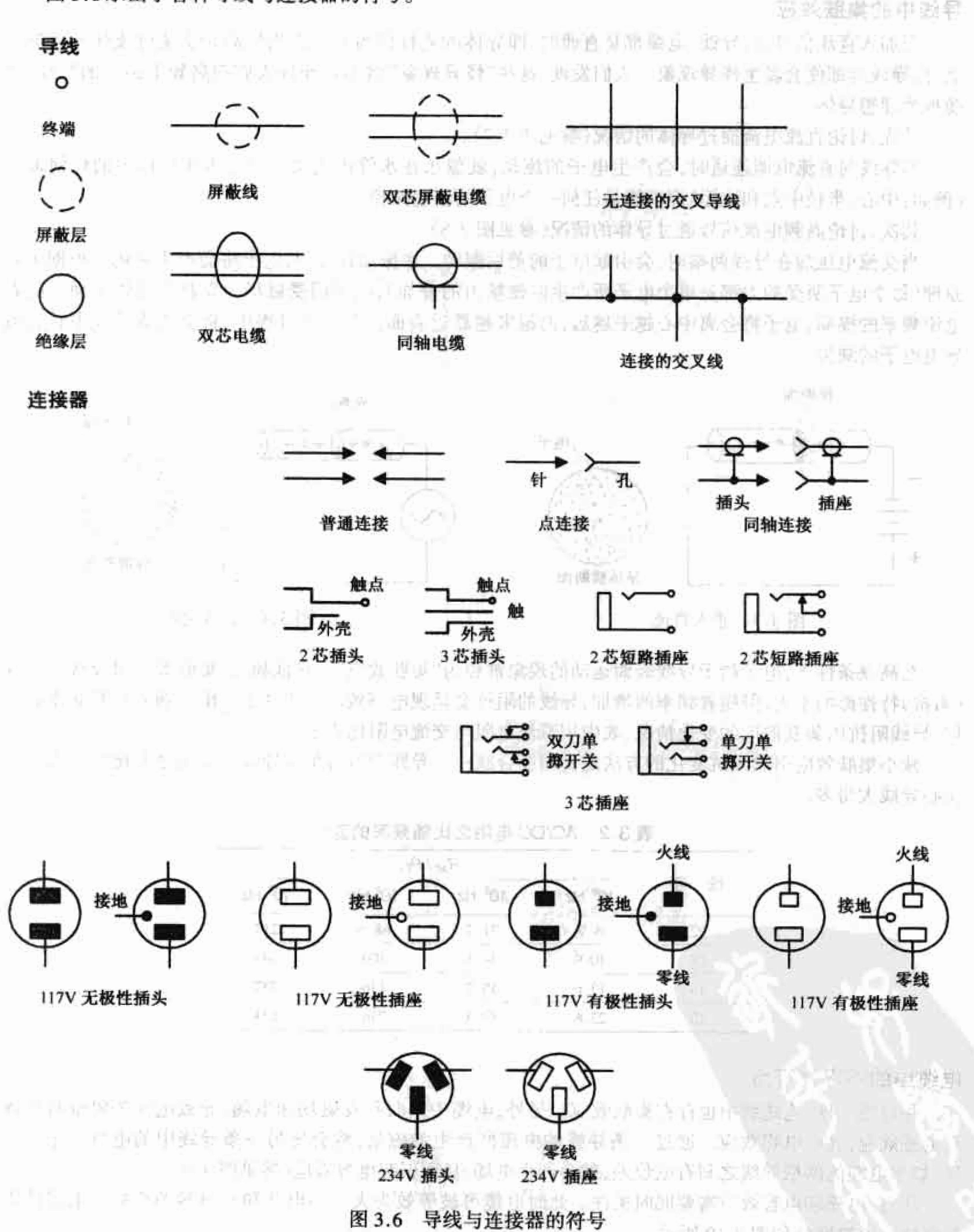


图3.6 导线与连接器的符号

3.1.5 电线、电缆中的高频影响

导线中的集肤效应

当加入直流信号时，导线、电缆都是直通的，即导体的阻抗值为零。而当用高频交流电流代替直流电流时，导线内部便会发生怪异现象。人们发现，这些“怪异现象”将不再允许人们把高频电路中的导线、电缆视为理想导体。

首先，讨论直流电流通过导体的情况(参见图 3.7)。

当导线与直流电源连通时，会产生电子的流动，就像水在水管内流动一样。表明导体内的任何地方(例如：中心、半径中点和表面)都可能是任何一个电子的流通路径。

其次，讨论高频电流信号通过导体的情况(参见图 3.8)。

当交流电压加在导线两端时，会引起电子的前后振动。在振动过程中，电子将会产生磁场。根据电磁原理(每个电子所受的力都是单个电子所产生的磁场力的叠加)，电子因受磁场力而趋于导体表面。随着电流频率的提高，电子将会离中心越来越远，而越来越靠近表面。在这个过程中，将会造成导线中心区域导电电子的缺失。

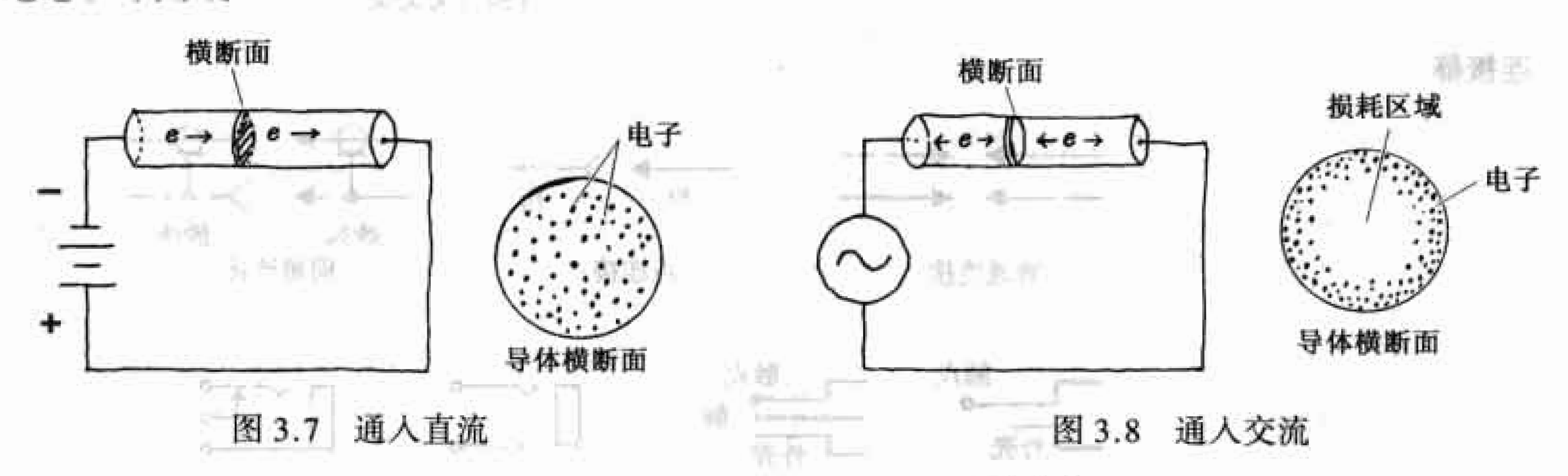


图 3.7 通入直流　　图 3.8 通入交流

在高频条件下，电子趋于导线表面运动的现象被称为“集肤效应”。在低频时，集肤效应对导线的电导(阻抗)特性影响不大，但随着频率的增加，导线的阻抗会呈现电感效应。表 3.2 给出了随着信号频率的增加，导线阻抗因集肤效应的变化情况(表中用直流电阻与交流电阻比表示)。

减小集肤效应引起阻抗变化的方法是使用绞合线——导线中所有单股导线的面积之和比相同直径的实心导线大得多。

表 3.2 AC/DC 电阻之比随频率的变化

线号	R_{AC}/R_{DC}			
	10^6 Hz	10^7 Hz	10^8 Hz	10^9 Hz
22	6.9	21.7	68.6	217
18	10.9	34.5	109	345
14	17.6	55.7	176	557
10	27.6	87.3	276	873

电缆中的不寻常行为

和导线一样，电缆线中也存在集肤效应。另外，电缆中同时存在磁场和电场，导致电缆的阻抗特性既有电感效应，又有电容效应。通过一条导线的电流所产生的磁场，将会使另一条导线中的电流减小。同样，如果电缆的两根导线之间有电位差，就会产生电场，从而引起电容效应(参见图 3.9)。

注意：电感和电容效应需要同时关注。此时电缆可被等效为大量小电感和小电容的级联。电缆的等效电感 - 电容网络如图 3.10 所示。

一根电缆的阻抗可等效为电感与电容的组合网络。

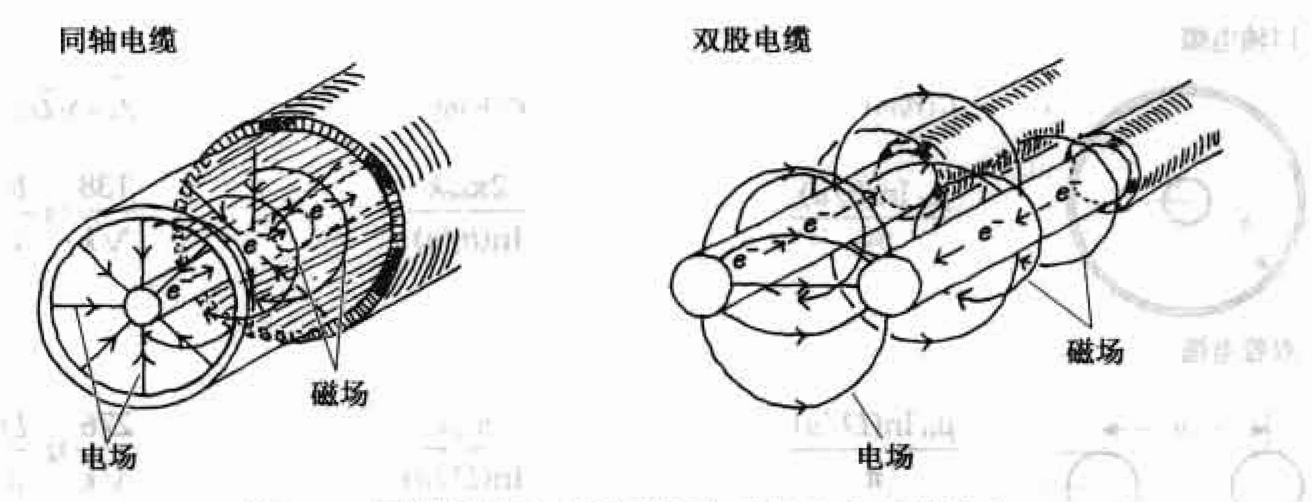


图 3.9　同轴电缆和双股电缆中磁场和电场的分布

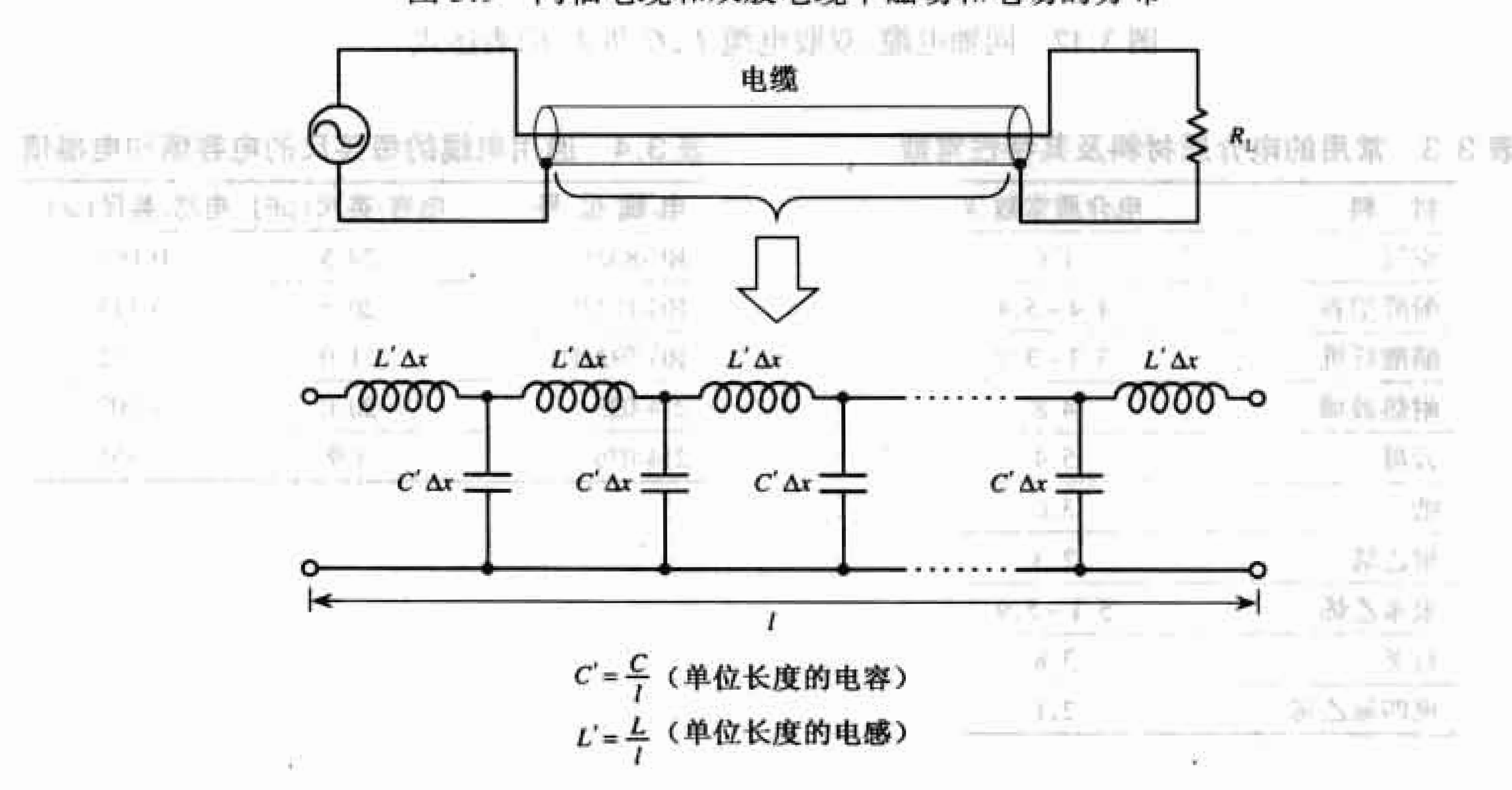


图 3.10　电缆等效电感–电容网络

为简化电路，不仿将传输线视为一个梯形网络，且假定在无限梯形网络上加一“节”梯形网络（一个电感 – 电容单元），电缆的总阻抗 Z 保持不变。从数学角度讲，可得到等式：$Z = Z +$ (LC 部分)。当其值趋于零时，可解出 Z 简化表达式。数学推导和简化电路如图 3.11 所示。

$$Z = j\omega L'\Delta x + \frac{Z/j\omega C'\Delta x}{Z + 1/j\omega C'\Delta x} = j\omega L'\Delta x + \frac{Z}{1 + j\omega C'Z\Delta x}$$

当 Δx →很小时

$$Z = \sqrt{L'/C'} = \sqrt{\frac{L/l}{C/l}} = \sqrt{L/C}$$

图 3.11　简化电路

习惯上，电缆的阻抗被称为电缆的特性阻抗，用 Z_0 表示。注意，特性阻抗是一实数。尽管假设电缆可等效为电感和电容的无限梯形网络，但它的特性却像电阻。

尽管如此，问题依然存在，L 和 C 如何确定？L 和 C 是由电缆的几何结构和电缆的电介质所决定的。根据物理学原理，不难计算出电缆的 L 和 C。图 3.12 给出了同轴电缆、双股电缆 L、C 和 Z_0 的表达式。

在这里，k 是绝缘体的电介质常数，$\mu_0 = 1.256 \times 10^{-6}$ H/m 是真空磁导率，$\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m 是真空介电常数。表 3.3 给出了一些常用的电介质材料及其特性常数。

通常情况下，电缆制造商会给出电缆的每英尺的电感值和电容值。在这种情况下，可以简单地将这些值代入 $Z = \sqrt{L/C}$ 而获得电缆的特性阻抗。表 3.4 给出了一些通用电缆的每英尺的电容值和电感值。

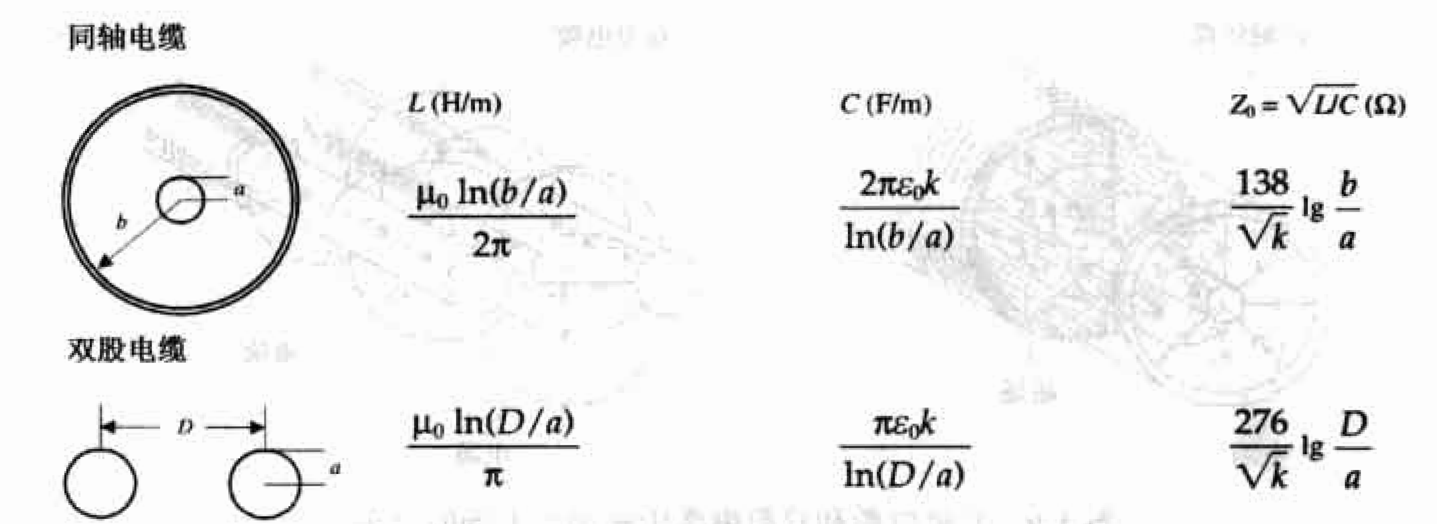


图 3.12 同轴电缆、双股电缆 L、C 和 Z_0 的表达式

表 3.3 常用的电介质材料及其特性常数

材 料	电介质常数 k
空气	1.0
酚醛塑料	4.4~5.4
醋酸纤维	3.3~3.9
耐热玻璃	4.8
云母	5.4
纸	3.0
聚乙烯	2.3
聚苯乙烯	5.1~5.9
石英	3.8
聚四氟乙烯	2.1

表 3.4 通用电缆的每英尺的电容值和电感值

电 缆 型 号	电容/英尺(pF)	电感/英尺(μH)
RG-8A/U	29.5	0.083
RG-11A/U	20.5	0.115
RG-59A/U	21.0	0.112
214-023	20.0	0.107
214-076	3.9	0.351

电缆特性阻抗计算举例

例 1: RG-11AU 型电缆(参见图 3.13)的电容为 21.0 pF/ft,电感是 0.112 μH/ft,计算它的特性阻抗。

已知:$C' = C/\text{ft}$, $L' = L/\text{ft}$

代入 $Z_0 = \sqrt{L/C}$,得

$$Z_0=\sqrt{L/C}$$

$$Z_0=\sqrt{\frac{0.112\times10^{-6}}{21.0\times10^{-12}}}=73\ \Omega$$

例 2: 计算 RG-58/U 同轴电缆(参见图 3.14)的特性阻抗,$k=2.3$。

$$Z_0=\frac{138}{\sqrt{k}}\lg\frac{b}{a}$$

$$Z_0=\frac{138}{\sqrt{2.3}}\lg\left(\frac{0.116}{0.032}\right)=91\times0.056=51\ \Omega$$

例 3: 当 $k=2.3$ 时,计算双股电缆(参见图 3.15)的特性阻抗。

$$Z_0=\frac{276}{\sqrt{k}}\lg\frac{D}{a}$$

$$Z_0=\frac{276}{\sqrt{2.3}}\lg\frac{0.270}{0.0127}=242\ \Omega$$

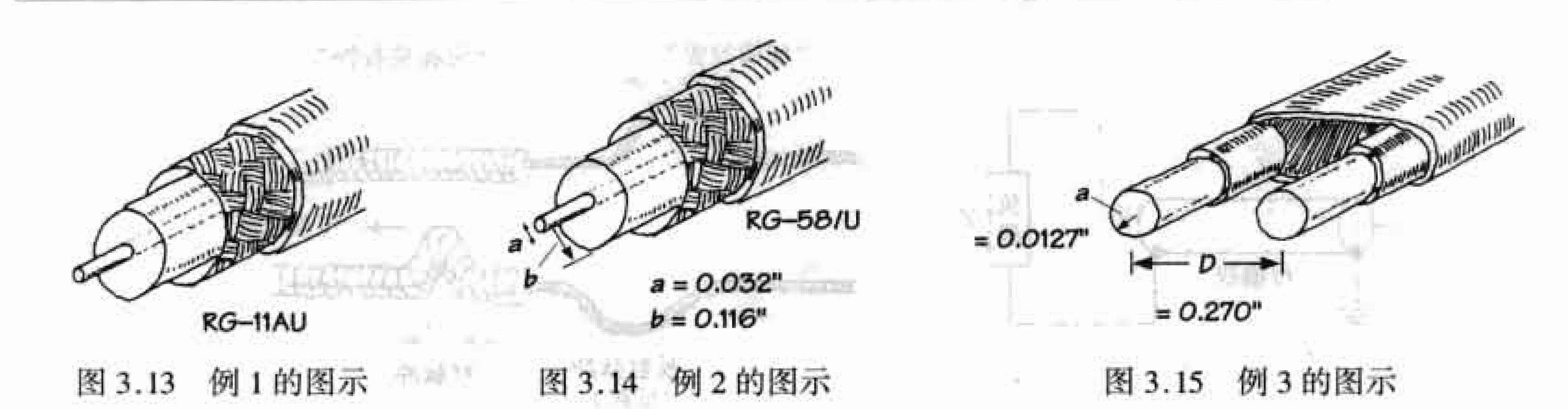


图 3.13 例 1 的图示　　图 3.14 例 2 的图示　　图 3.15 例 3 的图示

阻抗匹配

传输线的阻抗势必影响信号的传输,影响大小完全取决于负载阻抗及其连接线的阻抗。如果传输线的阻抗和负载的阻抗不相等,部分信号能量将会被负载吸收,而剩余的信号能量则被反射回去。那么,这部分被反射的信号能量对信号传输将是十分不利的,会直接影响设备之间的传输效率。这里可利用"阻抗匹配"技术减小反射,以提高传输效率。阻抗匹配的目标就是使负载阻抗与其连接线的阻抗或两设备的阻抗相等。阻抗匹配可通过插在两设备之间的特殊匹配网络来实现。

在讨论特殊的匹配网络之前,不仿,先模拟分析阻抗不匹配的反射信号。在模拟中,用橡胶管模拟传输线和负载,橡胶管的密度模拟特征阻抗。传输线、负载的特性阻抗分别为 Z_o 和 Z_L,分析如下所示。

阻抗不匹配 ($Z_o < Z_L$)

当低阻抗传输线与高阻抗负载连接时,就相当于低密度橡胶管与高密度橡胶管连接[参见图 3.16(a)]。在低密度橡胶管的左端输入一个脉冲信号(这就相当于从连接线加一个电信号到负载),这个脉冲将会沿着橡胶管传输。根据物理学原理,当这个脉冲到达高密度橡胶管时,将会发生两种情况:首先是它将会在高密度橡胶管中产生比原脉冲窄的脉冲;其次在低密度橡胶管中产生一个向右反射回去的脉冲。从模拟中可以看出:只有部分信号的能量从低密度橡胶管传到高密度橡胶管。由此,可以推断,电压电流在传输线传输过程中也会发生类似情况。

阻抗不匹配($Z_o > Z_L$)

当高阻抗传输与低阻抗负载线相连时,就相当于高密度橡胶管连接到低密度橡胶管[参见图 3.16(b)]。在高密度橡胶管的左端输入一个脉冲信号,这个脉冲将会沿着橡胶管传输。根据物理学原理,当这个脉冲到达低密度橡胶管时,将会在低密度橡胶管中产生比原波长长的脉冲,在高密度橡胶管中产生一个向右反射回去的脉冲。从模拟中可以看出:只有部分信号的能量从高密度橡胶管传到低密度橡胶管。

阻抗匹配($Z_o = Z_L$)

当阻抗相等的负载与连接线连接时,就相当于密度相等的橡胶管连接在一起[参见图 3.16(c)]。在左边的橡胶管传入一个脉冲时,这个脉冲将被很好地传输。与前两种情况不同的是:当脉冲传输到负载时,它将直接通过负载,而不会被反射,脉宽也不会改变。不难得出:阻抗匹配时,信号传输将是最有效的。

驻波

当传输线和负载匹配不当时,传输连续的正弦波将会发生什么现象呢?毫无疑问,会产生反射信号,同时还将在传输线上产生"驻波"。驻波是由于输入信号和反射信号相互叠加而成的。图 3.17 给出了在信号源和负载之间的传输线匹配不当所产生的驻波图。驻波图的纵轴表示波形的幅值(用有效值 V_{rms} 表示),横轴表示传输线沿线的位置。

驻波的特性可用驻波比(VSWR)表示。驻波比定义为传输线上电压最大值与最小值之比,即:

$$\mathrm{VSWR} = \frac{V_{\mathrm{rms,max}}}{V_{\mathrm{rms,min}}}$$

图 3.17 中的 VSWR 为 4/1 或 4。

(a)

(b)

(c)

图 3.16 阻抗匹配的模拟分析

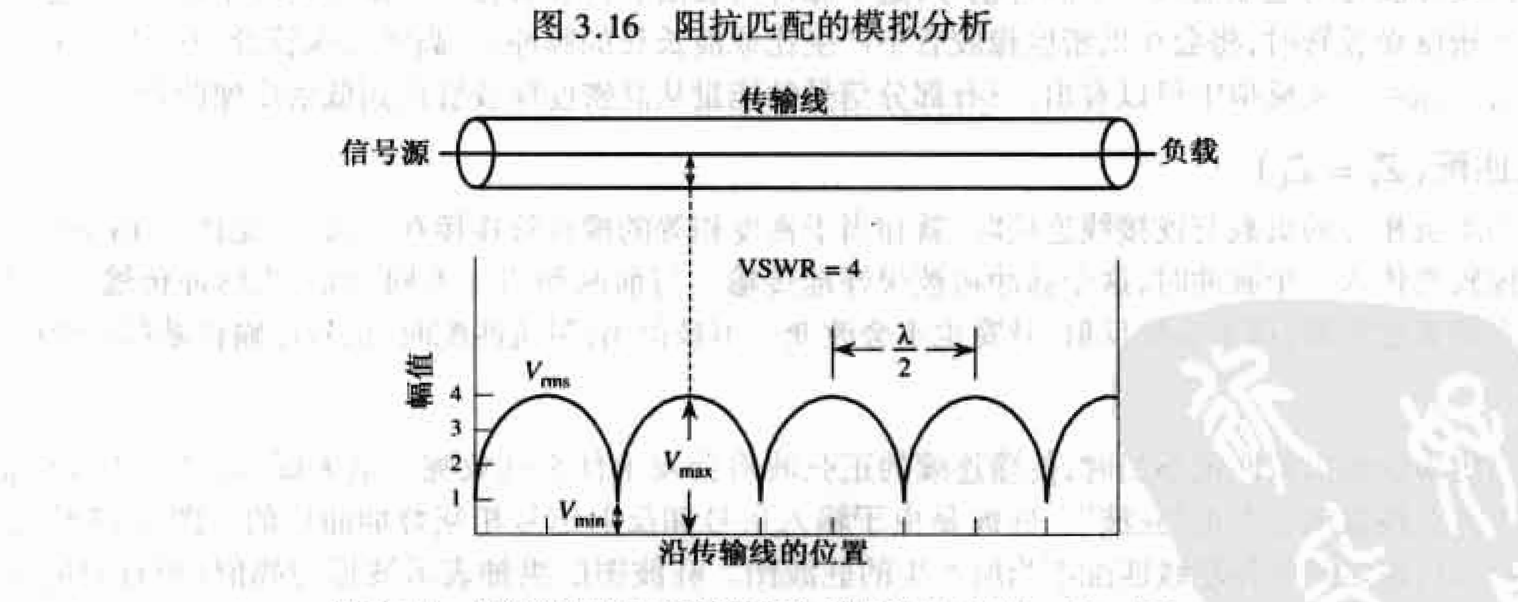


图 3.17 传输线匹配不当所产生的驻波，$VSWR = V_{max}/V_{min}$

假设驻波是完全由于传输线的特性阻抗和负载特征阻抗不匹配而造成的。那么 VSWR 可以简单地表示为：

$$\mathrm{VSWR} = \frac{Z_0}{R_L} \quad 或 \quad \mathrm{VSWR} = \frac{R_L}{Z_0}$$

这里，VSWR 的结果必须大于 1。

VSWR 等于 1 表示传输线处于匹配状态，无反射波。然而，如果 VSWR 很大，表示传输线处于极端的不匹配(例如：开路或短路的低阻抗或无阻抗传输线)，属于全反射状态。

VSWR 通常可以用入射波和反射波形来表示，即：

$$\mathrm{VSWR}=\frac{V_F+V_R}{V_F-V_R}$$

为了便于理解，可将上式转化为入射功率和反射功率的表达式。由于 $P=IV=V^2/R$，即 P 正比于 V^2，VSWR 的表达式可表示为：

$$\mathrm{VSWR}=\frac{\sqrt{P_F}+\sqrt{P_R}}{\sqrt{P_F}-\sqrt{P_R}}$$

重新整理方程，可得出反射功率的百分比、吸收功率的百分比能量与 VSWR 的关系式，即

$$反射功率(\%)=\left[\frac{\mathrm{VSWR}-1}{\mathrm{VSWR}+1}\right]^2\times 100\%$$

$$吸收功率(\%)=100\%-\%反射功率$$

实例(VSWR)

求 50 Ω 传输线和 200 Ω 负载的 VSWR，同时求出负载的反射功率的百分比和吸收功率的百分比[参见图 3.18]。

$$\mathrm{VSWR}=\frac{Z_0}{R_L}=\frac{200}{50}=4$$

VSWR 是 4:1

$$反射功率(\%)=\frac{\mathrm{VSWR}-1^2}{\mathrm{VSWR}+1}\times 100\%=\frac{4-1^2}{4+1}\times 100\%=36\%$$

$$吸收功率(\%)=100\%-\%反射功率=64\%$$

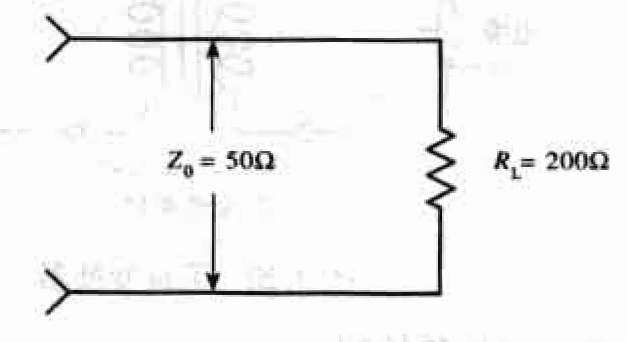


图 3.18 实例所示电路

阻抗匹配技术

本节介绍几种阻抗匹配技术。根据拇指法则，在大多数低频设备应用中，信号波长远远大于电缆的长度，不需考虑阻抗匹配。而在高频设备应用中需要考阻抗匹配问题。大多数电子设备，例如：示波器、视频设备等，它的输入输出阻抗应该和同轴电缆的特性阻抗匹配(典型值为 50 Ω)。其他设备，像电视天线输入设备，应有和扁平电缆(300 Ω)匹配的的输入阻抗。

阻抗匹配网络

常用的阻抗匹配方法是使用如图 3.19 所示阻抗匹配网络。为了达到阻抗匹配，选

$$R_1=\sqrt{Z_2(Z_2-Z_1)}$$

$$R_2=Z_1\sqrt{Z_2/(Z_2-Z_1)}$$

从 Z_1 端看，信号衰减将是 $A_1=R_1/Z_2+1$，而从 Z_2 端看，信号衰减将是 $A_2=R_1/R_2+R_1/Z_1+1$。

举例：$Z_1=50\ \Omega$、$Z_2=125\ \Omega$，那么 R_1、R_2、A_1、A_2 将如下所示：

$$R_1=\sqrt{Z_2(Z_2-Z_1)}=\sqrt{125\times(125-50)}=97\Omega$$

$$R_2=Z_1\sqrt{\frac{Z_2}{Z_2-Z_1}}=50\sqrt{\frac{125}{125-50}}=65\Omega$$

$$A_1=\frac{R_1}{Z_2}+1=\frac{96.8}{125}+1=1.77$$

$$A_2=\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_1}{Z_1}+1=\frac{96.8}{64.6}+\frac{96.8}{50}+1=4.43$$

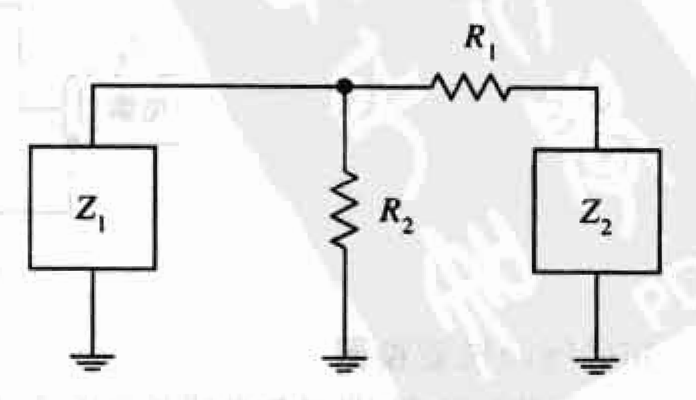


图 3.19 阻抗匹配网络

信号衰减 A_1 为 Z_1 两端的电压与 Z_2 端的电压之比，A_2 为 Z_2 两端的电压与 Z_1 端的电压之比。

阻抗变换器

图 3.20 所示的变换器是用于匹配电缆的特性阻抗和负载阻抗的。根据公式 $N_p/N_s=(Z_0/Z_L)1/2$ 可选择 N_p 和 N_s，使其阻抗匹配。例如：欲使 800 Ω 的传输线和 8 Ω 的负载阻抗匹配，首先计算

$$\sqrt{Z_0/Z_L}=\sqrt{800/8}=10$$

为了达到阻抗匹配的目的，必须选择 N_p（原边的匝数）和 N_s（副边的匝数）使 $N_p/N_s=10$。一种选择是 $N_p=10$、$N_s=1$，也可选择 $N_p=20$、$N_s=2$，它们将得到相同的结果。

宽带传输线变换器

图 3.21 所示的宽带传输线变换器是用同轴电缆或双绞电缆在铁心上绕几匝而成的简单器件。和传统的变换器不同的是，该器件可更好地进行高频匹配（它的几何特性可消除导线电感、电容效应）。这种设备可以处理各种不同的阻抗变换，同时可得到良好的宽带特性（在 0.1 ~ 500 MHz 范围内，仅衰减 1 dB）。

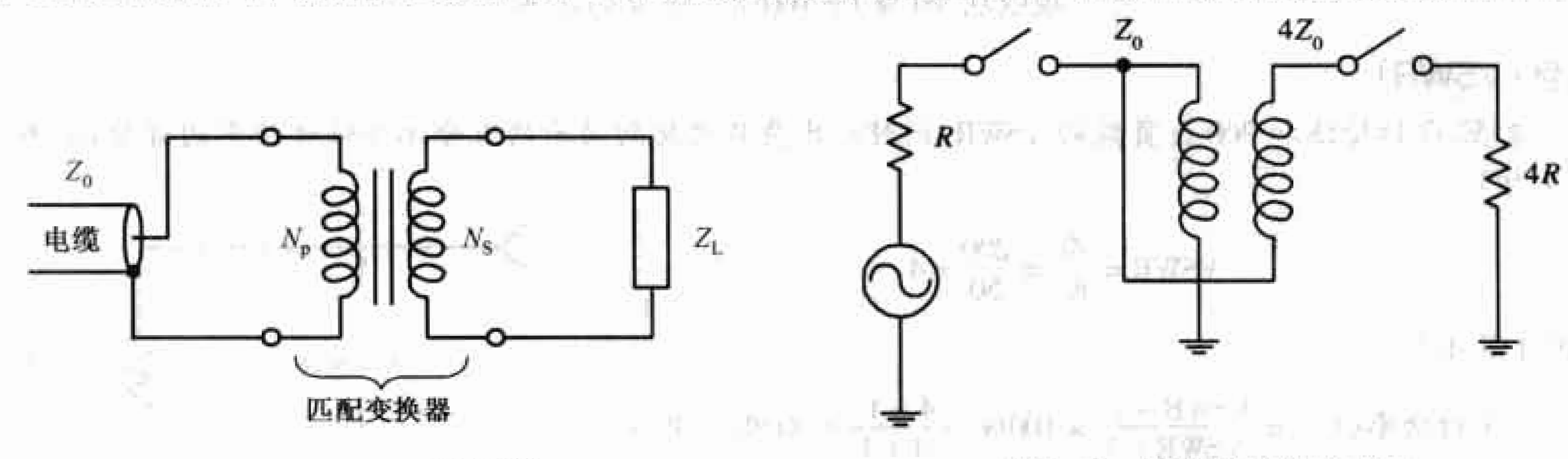


图 3.20 阻抗变换器　　　　图 3.21 宽带传输线变换器

1/4 波长传输线

特性阻抗为 Z_0 的传输线和阻抗为 Z_L 的负载的匹配可通过串联在传输线和阻抗之间的 1/4 波长的传输线来实现（参见图 3.22）。所以将这 1/4 波长的传输线称之为阻抗变换器。该阻抗变换器的特性阻抗应为

$$Z_{sec}=\sqrt{Z_0Z_L}$$

为了计算阻抗变换器的长度，可利用公式 $\lambda=v/f$ 和 $v=c/\sqrt{k}$，其中 $c=3.0\times10^8$ m/s，是信号在电缆中的传输速度；f 是信号频率；k 是电缆的电介质常数。

例如，欲将 50 Ω 的介电常数为 1 的电缆和一个 200 Ω 的负载匹配。假设信号频率为 100 MHz，那么

$$\lambda=\frac{v}{f}=\frac{c/\sqrt{k}}{f}=\frac{3\times10^8/1}{100\times10^6}=3\ \text{m}$$

所以 $\lambda/4$ 为 0.75 m，即阻抗变换器的长度为 0.75 m。该段传输线的特性阻抗应为

$$Z_{sec}=\sqrt{(50)\times(200)}=100\ \Omega$$

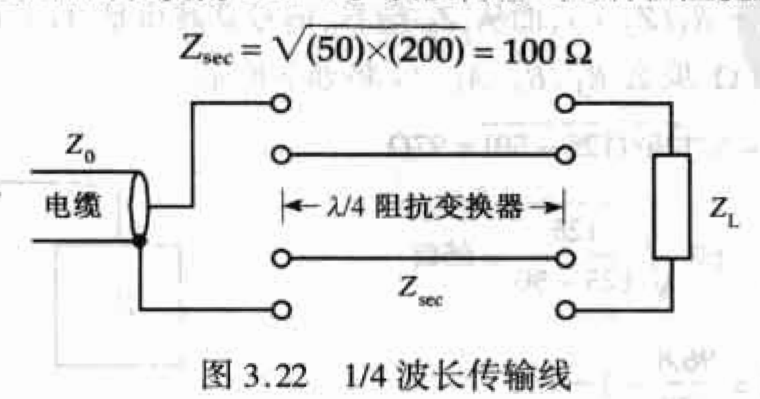


图 3.22 1/4 波长传输线

短截线阻抗变换器

末端开路或短路的短截线具有相反的阻抗特性。通过合适选择短截线开路或短路和在原传输线连接的位置，可避免驻波的产生。短截线被称之为短截线阻抗变换器（参见图 3.23）。短截线阻抗变换器由与

传输线同型号的电缆制成。确定短截线阻抗变换器的长度及其连接位置需要一定的技巧。在实际应用中,可通过作图和公式推导确定,需详细了解可查阅电工电子应用指南。

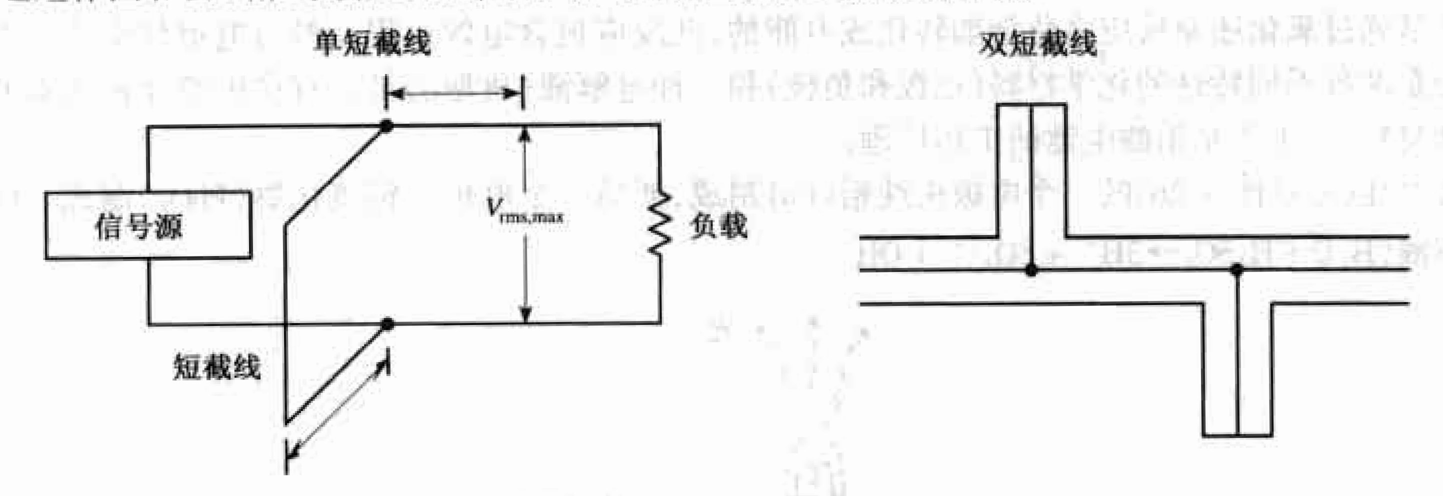


图 3.23 短截线阻抗变换器

3.2 电池组

电池组是由一定数量的电池组成的(参见图 3.24)。每个电池都有正端(阴极)和负端(阳极)(注意,其他大多数器件把阳极视为正端,而把阴极视为负端)。

当负载接在电池的两端时,在电池内部便发生化学反应而形成导电桥。这个桥路使它内部发生了化学变化。此反应使负极产生的电子移动到正极。于是就在电池的两端产生电势能。电子从负极流动,通过负载然后再到正极。

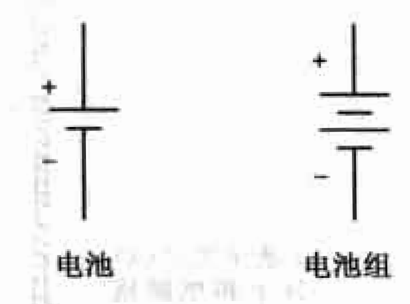


图 3.24 电池和电池组的电路符号

单节电池的典型电压值是 1.5 V,它的容量取决于它的几何尺寸和化学成分。如果需要更大(电流)电压或电能,必须将一定数量的的电池进行并联或串联组合。串联组合电池可获得较大的电压,而并联组合可获得较大的电流输出。图 3.25 给出了几个电池组的结构。

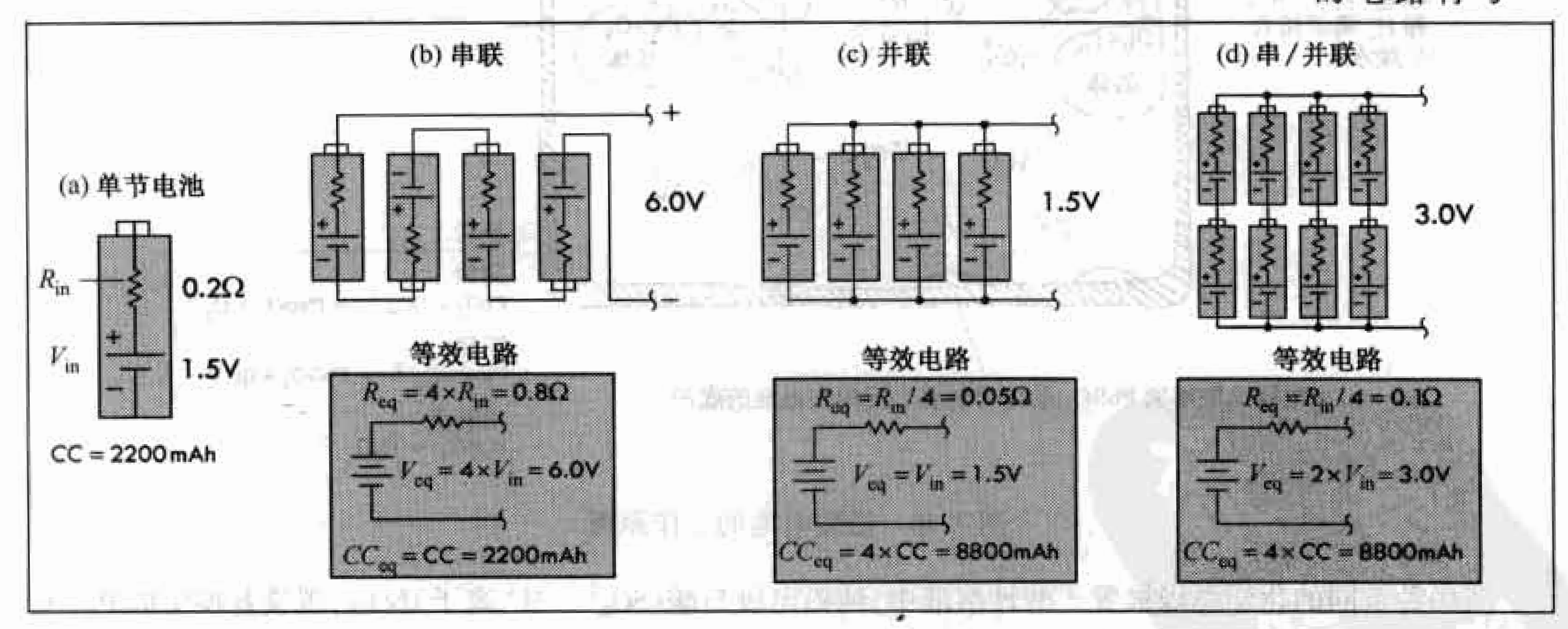


图 3.25 电池组的结构及等效电路

电池是由多种不同的化学成分制成的。不同的化学成分具有不同的电池特性。例如:一些电池可产生比较高的电压,而另一些电池可产生比较大的电流;有些电池用于小电流、间断使用,而另一些可用于大电流、连续使用;有些电池可产生脉冲电流,即在短时间内产生较大电流。有些电池使用寿命长,而有的电池使用寿命长很短。有些电池使用是一次性的,比如:碳锌碱性电池,这种电池被称之为一次电池或原电池(组)。有些电池可反复充电,这种电池被称之为二次电池或可充电电池。

3.2.1 电池的工作原理

电池是通过氧化还原反应将化学能转化成电能的，此反应包含电解过程。参与电池化学反应的三种基本成分是两种不同特性的化学材料(正极和负极)和一种电解液(典型的是含有自由漂浮铁元素的液体或浆糊状材料)。下面是铅酸电池的工作原理。

铅酸电池(参见图3.26)的一个电极由纯铅(Pb)制成，而另一个电极由铅氧化物(PbO_2)制成。电解液是硫酸溶液($H_2O + H_2SO_4 \rightarrow 3H^+ + SO_4^{2-} + OH^-$)。

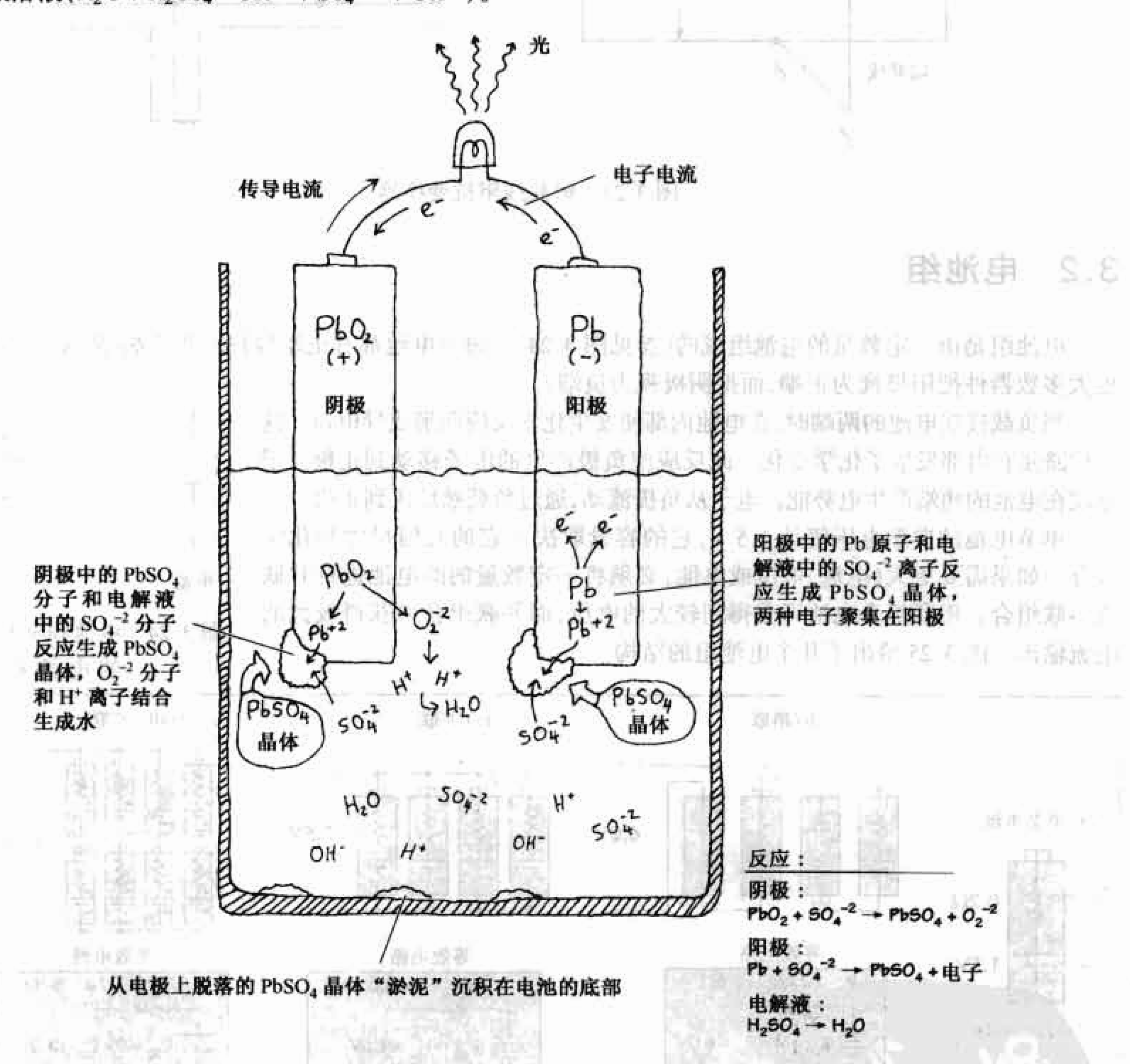


图3.26 铅酸电池的工作原理

当两种不同的化学电极被置于酸性溶液中，纯铅电极与酸(SO_4^{2-}、H^+离子)反应，缓慢置换生成$PbSO_4$晶体。在该置换反应中，铅电极将释放出两个电子。这时，如果检测碳棒(铅氧化物)极，将会发现大部分的碳也被转化为$PbSO_4$晶体。然而，在该反应中，释放出的是O_2^{2-}离子而不是电子。这些离子渗漏到电解液中与H^+结合生成H_2O(水)。

随着时间的推移，化学反应的成分将被耗尽(即电池没电)。为使电池重新获得能量，可以在电池的两极重新施加电压，使它发生相反的化学反应。理论上讲，酸性电池可以无限次充电，反复使用。然而，超过一定的次数，电极将会产生晶体脱落，脱落晶体沉淀到容器的底部而不再参与化学反应。另外，由于电解过程中的汽化和蒸发，电解液会逐渐减少。

3.2.2 原电池

原电池使用是一次性的，即一旦用完就不能再使用。普通的原电池包括碳锌电池、碱性电池、汞极电池、氧化银电池、银锌电池。图 3.27 所示为几种普通原电池的封装。

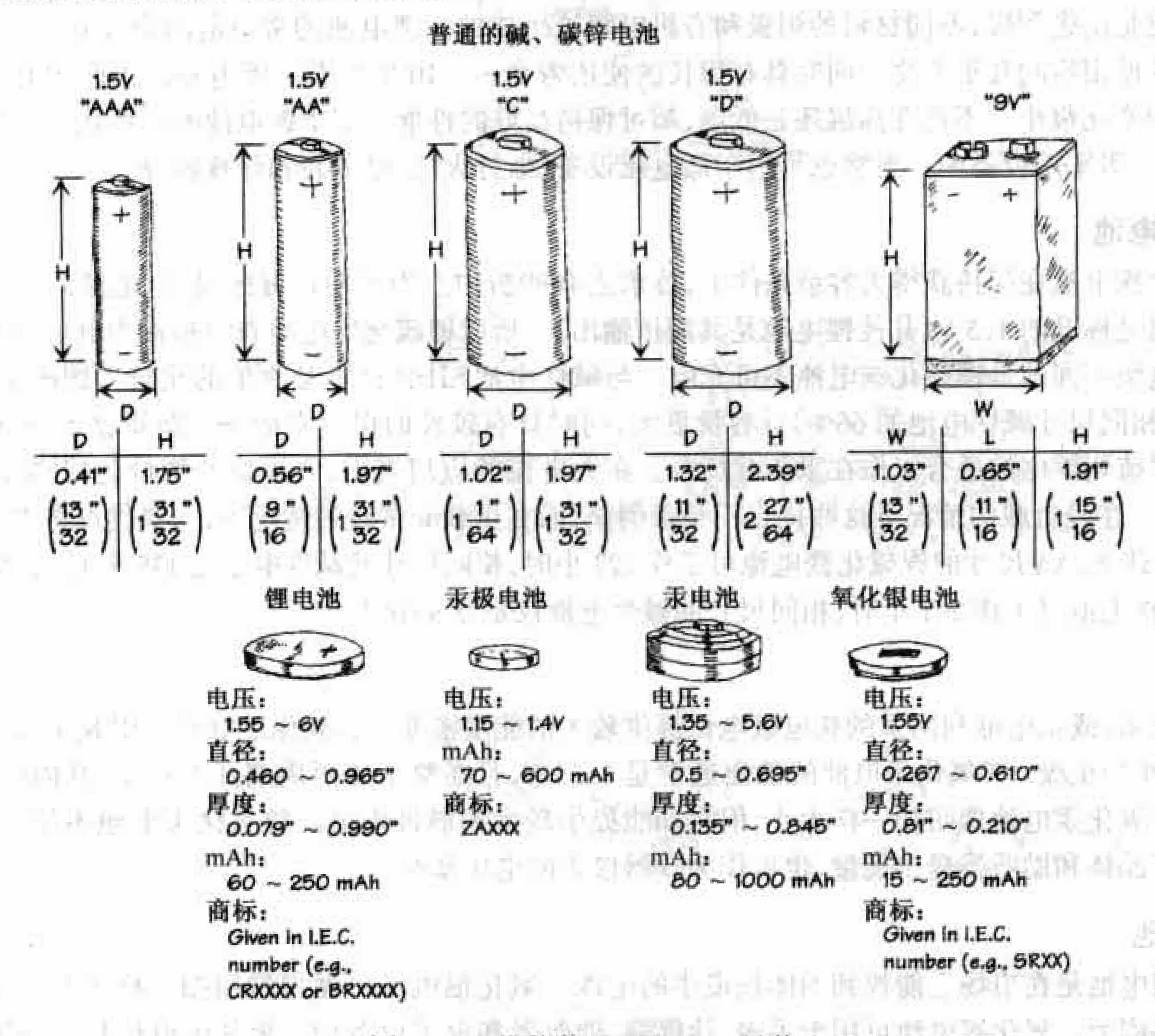


图 3.27 几种普通原电池的封装

3.2.3 原电池的比较

碳锌电池

碳锌电池是 20 世纪 70 年代比较流行的一种电池，随着碱性电池的发展，这种电池越来越少。这种电池不适合连续使用，仅适合于间断使用且易于产生电解液泄漏。通常碳锌电池的电压在 1.5 V 左右。但在使用过程中，电压值将会下降。它唯一的优点是价格低。它最适合用于间断使用的低电压场合。比如，像收音机、玩具等。不能将这种电池用于昂贵的设备或长时间使用的设备中。尽可能避免将其使用在环境温度变化过大的场合。

氯化锌电池

氯化锌电池是一种改进的碳锌电池，可提供较大的电流和增加 50% 的容量。和碳锌电池一样，氯化锌电池也被碱性电池所取代，新的氯化锌电池两端的电压为 1.5 V，随着化学成分的消耗电压将会下降。与碳锌电池不同的是，氯化锌电池温度特性好、使用寿命长、内阻小和容量大，且允许在大电流的情况下长时间工作。这种电池适合间断使用。尽管如此，碱性电池在相似情况下，也会表现出比较好的性能。

碱性电池

碱性电池是常用的家用电池，可替代碳锌、氯化锌电池。它们的共同特点是实用且价格低廉。碱性电池的电压通常为 1.5 V，它不像前两种电池那样会在使用的过程中电压下降。碱性电池内阻比较小，而且在整个使用过程中都会保持比较小的内阻。碱性电池有很好的温度特性。普通的碱性电池在大电流设备

中——如数字照相机不能很好地工作。这是由于它的内阻限制了输出电流。碱性电池也可以用于这些设备中,但它的使用寿命会大大缩短。碱性电池非常适用于普通玩具、便携式随身听等。

锂电池

锂电池是由锂阳极,不同材料的阴极和有机电解液组成的。锂电池的常用电压为 3 V(是其他原电池的两倍),在使用期间几乎不变。同时具有很长的使用寿命——10 年左右。锂电池的内阻也相当小,且在放电过程中变化很小。不论在高温还是低温,都可保持良好的性能。基于锂电池的这些优点,它可用于人造卫星、飞机等军用设备中。当然也可用于低电流设备,如打火机、电子表和计算器等。

锂硫化铁电池

锂硫化铁电池在保持获得大容量条件下,技术上有些折中。为了与现有的设备、电路匹配,锂硫化铁电池的输出是标准的 1.5 V(其他锂电池是其两倍输出)。所以锂硫化铁电池有时被称为电压兼容锂电池。和其他锂电池不同的是锂硫化铁电池不可充电。与碱性电池相比(这里是简单的比较),锂硫化铁电池要轻得多(是相同尺寸碱性电池的 66%)且容量更大,同时具有较长的保存寿命——即使放上 10 年,容量保持不变。锂硫化铁电池适合工作在重负载场合。在大电流的应用当中,它提供的能量是相同尺寸碱性电池的 260%。在轻负载的情况下这些优点不是很明显,而在负载非常轻的情况下,这些优点将消失。例如,在20 mA 负载下,AA 尺寸的锂硫化铁电池可工作 122 小时,相同尺寸的碱性电池是 135 小时;而在 1 A 负载下,锂硫化铁电池可工作 2.1 小时,相同尺寸的碱性电池仅是 0.8 小时。

汞极电池

锌氧化汞,或汞电池利用汞的高电极电位提供较大的能量密度。锌氧化汞电池是用氧化汞(有时掺有二氧化锰)作为正极。锌氧化汞电池的输出通常是 1.35 V,且在整个使用周期几乎不变,其内阻也相当稳定。尽管锌氧化汞电池像纽扣一样大小,但它却能提供较大的脉冲电流。锌氧化汞电池不仅可为指针式手表的石英晶体和助听器提供能量,也可作为仪器仪表的电压基准。

氧化银电池

氧化银电池是在市场上能找到的体积最小的电池。氧化银电池可做得像纽扣一样大小,但却具有大的脉冲放电能力。氧化银电池可用于手表、计算器、助听器和电子设备中。氧化银电池具有电压高(和锌氧化汞电池相比)、低温特性好、抗振性好、内阻恒定、卓越的可维护性等特点。同时具有很长的保存寿命,90%以上的电池可以保存 5 年。氧化银电池的的端电压通常是 1.5 V,且在整个使用过程中保持电压不变。氧化银电池可提供 1.5 ~ 6 V 的各种规格。氧化银助听器电池在高的放电速率下可提供的能量密度比手表电池、照相机电池要高。氧化银相机电池用来产生恒定电压,在有或没有本底电流条件下定期产生高放电脉冲。用 NaOH 做电解液的氧化银手表电池可在低负载下连续使用,通常为 5 年。用 KOH 做电解液的氧化银手表电池可在有周期的脉冲损耗条件下连续使用,一般在 2 年左右。

锌空气电池

锌空气电池具有很高的能量密度和平坦的放电曲线,但是它的工作寿命相对来说比较短。锌空气电池用锌粉末作为负极,钾氧化物作为电解液。电池内装有一个金属电极隔膜(隔膜是多孔的,可使离子穿过),隔膜的一边是空气,可提供氧,其作用相当于电池的正极。空气(氧)在一个被镍所围成的容器内,该容器与电池正极连接。事实上,在锌空气电池制造时并没有氧气或空气,而在外表面有一个可密封的小孔。一旦密封被去掉,电池就被激活。电池的能量由锌提供,通常可使用 60 天。锌氧电池的端电压一般为 1.45 V,放电曲线相对比较平坦,且内阻较低。锌氧电池不适合用于重负载或脉冲供电。锌氧电池典型封装是纽扣式封装和丸状封装,通常应用在助听器、寻呼机等设备中。最初设计的小型锌空气电池是为助听器提供能量的。在大多数助听器中,锌空气电池可用锌氧化汞电池和氧化银电池直接替代。在助听器应用中,锌空气电池比任何普通电池的寿命都长。锌空气电池的特点是容量/体积比、大电流下电压稳定(与氧化银电池或氧化汞电池相比)、内阻恒定。锌空气电池是依靠移去通气孔的密封被激活,它适合于电池连续工作几周的应用中。

有关原电池的性能比较,参见表 3.5。

表 3.5 原电池性能比较

类 型(化学)	通用名称	端电压/V	内 阻	放电速率	成 本	主 要 特 性	典 型 应 用
碳锌		1.5	中	中	低	低成本,各种规格,端电压在使用中有规则地下降	收音机、玩具和普通的电子设备
氯锌		1.5	低	中/高	低/中	低成本,高放电速率,低温特性好,端电压会下降	电机驱动的便携式装置,钟表及遥控装置
碱锌	碱性电池	1.5	极低	高	中/高	适合于低温下重负载和脉冲负载,端电压会下降	相机闪光灯,剃须刀,数码相机,手持式收发器和 CD 播放器等
锂镁	锂电池	1.5	低	中/高	高	高能量密度,极低自放电速率,较好的温度特性	钟表,计算器,数码相机,数字万用表和其他测试设备
锌汞	氧化汞电池	1.35	低	低	高	高能量密度(小型),平坦的放电曲线,较好的高温特性	计算器,寻呼机,助听器,手表和测试设备
锌银	氧化银电池	1.5	低	低	高	极高能量密度(极小型),平坦的放电曲线,低温特性好	计算器,寻呼机,助听器,手表和测试设备
锌氧	锌空气电池	1.45	中	低	中	高能量密度,重量轻,平坦的放电曲线,但使用环境必须空气流通	助听器和寻呼机

3.2.4 二次电池

二次电池和原电池不同,它具有可充电特性。二次电池的放电特性和原电池相似(参见图 3.28)。从设计角度考虑,二次电池主要用于高电压(功率)、长时间场合,而原电池工作在小功率、短时间场合。除铅酸电池和专用电池以外,二次电池的封装和原电池类似。二次电池主要用于手提电脑、便携式电动工具、电动汽车、应急灯和发动机起动系统等设备。

部分二次电池的通用封装如图 3.29 所示。

图 3.28 原电池的放电曲线

二次(可充电)电池的比较

铅酸电池

铅酸电池的典型应用是汽车动力、后备电源等大功率场合。铅酸电池有三种基本类型:富液式铅酸电池、阀控铅酸电池(VRLA)和密封铅酸电池(SLA)。



图 3.29 部分二次电池的封装

富液式铅酸电池一定是直立式的,随着时间的延长,因产生气体而使电解液减少。SLA 和 VRLA 的设计应用领域是低电压场合,目的是使用过程中防止因电位过高而产生气体。然而,SLA 和 VRLA 不可能充

电到满电位。VRLA 通常用于恒压设备,而 SLA 则用于电压变化的设备。铅酸电池的典型端电压是2 V、4 V、6 V、8 V 和 12 V,其容量从 1 安时到数千安时。富液式铅酸电池主要用于电动汽车、铲车、轮椅和 UPS 电源设备中。

SLA 电池使用胶体液体电解液而不使用液体电解液,这样电解液可安放在任何位置。为防止气体的产生,它必须工作在较低的电势条件下,也就是说,不能被充满电荷。所以,SLA 电池的能量密度相对较低——而 VRLA 电池能量密度是最低的。然而,它们是廉价的,非常适用于低成本、恒压设备中。在可充电电池中,SLA 电池的自放电速率是最低的(每个月 5%)。铅酸电池有记忆效应(和镍镉电池表现得一样),在浅循环工作中性能比较好。事实上,铅酸电池适合于深循环工作,尽管,它在间断大电流负载下也可具有较好的特性。SLA 电池不能快速充电——一般需 8 ~ 16 个小时。而且应该在充电后存储,如果没有充分充电,电池可能被酸化而损坏。另外,铅酸电池的电解液对环境是有害的。

铅酸电池(包括富液式铅酸电池、密封铅酸电池和阀控铅酸电池)的充电技术可查阅相关的技术手册。

镍镉电池

镍镉电池用氢氧化镍作为正极,用氢氧化镉为负极而用氢氧化钾为电解液。在过去,镍镉电池是一种非常流行的可充电电池。随着镍氢(NiMH)电池的发展,镍镉电池的市场份额逐渐下降。客观地讲,镍镉电池的使用时间不是最长的,它的电压(1.2 V)比标准电压(一般为 1.5 V)低。这就意味着,在需要 4 节或更多的碱性电池的应用中,同样多的镍镉电池将不能正常工作。在放电过程中,密封式镍镉电池平均电压为 1.2 V/节。在电池整个使用中,它的放电特性几乎是平坦的。这种电池通常在端电压 1.0 V(每节)时可最大限度地提供能量,其自放电速率比较短,大约在 2 ~ 3 个月。尽管如此,和 SLA 一样,密封式镍镉电池可使用在任何场合。镍镉电池的能量密度比密封铅酸电池大(大约两倍)且成本低。它通常被用于紧凑型便携式设备:无绳电动工具、游乐船或车辆、闪光灯和真空吸尘器。镍镉电池有记忆效应,因此它不适合用在浅循环的设备或在工作过程充电的设备上。它最适合在深放电循环的设备中使用,具有比较大的充放电周期,大约为 1000 小时。

使用推荐恒流型充电器,该充电器有一定的额定功率和散热能力。不适当的充电器可能引起电池的热损坏,甚至因压力过高而破裂。充电时应注意充电极性。密封式镍镉电池的安全充电速率是 10 小时,或 C/10。

镍氢电池

镍氢电池是一种非常流行的可充电电池,在许多设备中可替代镍镉电池。镍氢电池用镍或氢氧化镍作为正极,用储氢合金(镍化镧或镍化锆)作为负极,用氢氧化钾作为电解液。镍氢电池的的能量密度比镍镉电池高 30% ~ 40%,成本比镍镉电池贵 20%。镍氢电池的端电压为 1.2 V 每节,在代替使用 1.5 V 的碱性电池时需要特别注意。镍氢电池的自放电周期一般为 2 ~ 3 个月,且具有微弱的记忆效应,但比镍镉电池要好得多。镍氢电池不像镍镉电池那样工作在深放电循环,它的工作寿命比较短。最佳工作状态的负载电流是 0.2 C 到 0.5 C(C 是电池容量符号,如 C = 800 mAh)。典型应用包括移动或无绳电话、摄像机和手提电脑。同样也可用于大多数通用功率设备中。

镍氢电池的充电过程有些复杂,原因在于充电过程会产生大量的热。所以,充电应按特殊程序进行,即涓流充电,同时需对温度进行监测。镍氢电池应定期进行完全放电以消除记忆效应的影响。

锂离子电池

锂是所有金属中最轻的金属,而且有很高的电化学能,可制造出更高能量密度的电池。然而,金属自身有较高活性,这对一次电池不是问题,但对可充电电池来说,可能会产生爆炸的危险。出于安全考虑,锂离子技术已经取得较大的发展。技术的关键是从锂的化合物(如钴化锂)提取锂离子,而不是从锂金属本身获取。典型的锂离子电池使用表面涂锂化合物(如钴锂氧化物、镍锂氧化物和镁锂氧化物等)的铝作为负极;使用表面涂碳(一般是石墨或焦炭)的铜作为正极;用锂盐(如锂磷氟化物)的有机溶液作为电解液。锂离子电池的能量密度大概是镍镉电池的两倍。就能量存储来看,锂离子电池是目前最紧凑的可充电电池。与镍镉电池、镍氢电池不同的是锂离子电池没有记忆效应,且自放电速率较低,约每月 6%,仅是镍镉

电池的一半。锂离子电池也具有一定的深放电能力，但没有镍镉电池那样深，这是由于它的内阻较高。另外，锂离子电池不能像镍镉电池那样快速充电，且不需要消充和浮充。锂离子电池的成本比镍镉电池、镍氢电池要高，是所有可充电电池中最贵的。原因在于它的内部必须有防护过放电和过充电的电路，过放、过充都会引起安全隐患。所以，大多数锂离子电池都是以自备电池的封装供应，均附带有完备的保护电路。锂离子电池会老化，即使不使用它，因为有一定的自放电。锂离子电池主要用在要求存储的能量尽可能多、占用空间的尽可能少、质量尽可能的轻的设备中，如手提电脑、掌上电脑、摄像机和蜂窝电话。

锂离子电池使用特殊的限压型充电器。商用锂离子电池的标准配置应带有保护电路，用来保护充电过程中的过电压。典型的安全电压是4.3 V每节。另外，如果电池内部的温度接近90℃，温度敏感电路就会将充电连接断开。大多数锂离子电池都具有压力开关，当压力超过设定值时会自动断开电流回路。所有锂电池被充到1C，即满容量时，充电时间将是3小时左右。在充电过程中，电池保持常温，即不会发热。满充后，电压会超过额定值，电流会下降，仅为正常充电电流的3%。增加充电电流，并不能缩短其充电时间。即使利用大电流快速达到电压峰值，那么完备的充电时间将会更长。

锂聚合物电池

锂聚合物电池，又称高分子锂电池，是一种成本更低的锂电池。它的能量密度和锂离子电池相似，但它使用固态聚合物电解质。这种电解质看起来像塑料薄膜，它是不导电的，但可进行锂离子交换。这种干燥的聚合物生产成本低、整体设计简单、安全和体积小。由于该电池的厚度在1 mm左右，所以它适用于安装空间紧张的薄的紧凑型设备中。这样使得设计智能防护罩、可卷状设备、甚至是嵌入到便携式仪器箱或者衣服中的设备成为可能。锂聚合物电池将带来一场电池变革，特别是商业应用上。

遗憾的是，这种锂的聚合物产生锂离子的能力很低，这是由于其内阻较高；而不能为现代通信设备提供脉冲电流。但是，随着温度的升高，它的导电能力将会增强，所以该电池比较适用于工作在温度较高的场合。为了增强锂聚合电池的导电性，可以加些胶质电解质。目前，移动电话使用的多数锂聚合电池都使用含有胶质的电解质。

锂聚合电池的充电过程和锂离子电池相似，典型的充电时间是3～5个小时。另外，加入胶质的锂聚合电池使用和锂离子电池差不多，可以使用同样的充电器。

镍锌电池

镍锌电池通常用于轻型电动车中。它们被认为是将来被用于大电流设备中的电池，而且希望它们能够替代酸性电池，这是由于它具有较高能量密度，相同容量条件下质量可减少70%。相对镍镉电池，它比较便宜。

镍锌电池在化学原理上和镍镉电池相似，都是使用碱性电解质和镍电极。但是它们的端电压不同。镍锌电池无论是开路状态，还是有负载状态都是0.4 V每节。由于每节只有0.4 V，所以可将多节电池组装在一个封装内。例如：19.2 V的封装可代替14.4 V的镍镉电池，这样的话可减少25%的空间，也可提供更大的功率，同时阻抗可降低45%。镍锌电池比大多数的充电电池都便宜，且安全。它的使用寿命要比镍镉电池长，存储时间比酸性电池长。镍锌电池被认为是环保绿色的——锌和镍都是无毒的，且极易回收。

镍锌电池的充电时间需要2小时，就可达到满充；在1小时后，就可充到80%。该特性使它在无绳设备中用途很大。它的高能量密度和高的放电速率，使它非常适合用于小而轻且需要高能量的设备中。通常在无绳设备、UPS电源、电动滑车、高能量的DC灯等设备中可找到它。

铁镍电池

铁镍电池，也称为镍碱电池或镍铁电池，是托马斯·爱迪生在1900年发明的。它的使用寿命很长(30年或更长)，其开路电压为1.4 V，放电电压为1.2 V。铁镍电池可承受过充电和过放电，可在深循环条件下长期工作而不会损坏。和铅酸电池不同的是无须在充电状态下保存。但铁镍电池的体积大、质量大，且低活性限制了它的高放电性能。铁镍电池充放电都比较慢，随着充电状态的变化电压会突然下降。此外，铁镍电池能量密度比其他充电电池低，自放电速率高。铁镍电池的应用和铅酸电池相似，但它的寿命可长达30～80年(一般的酸性电池为5年)。

可充电碱锰电池

可充电碱锰电池或 RAM 电池是碱性原电池的可充电形式。和原电池技术相似,用氧化锰作为正极,氧化钾作为电解液,但负极使用一个特殊的多孔凝胶锌膜,在充电过程中可吸收氢离子。它的分离器被压制成薄片状,以防止锌结晶体的破裂。和镍镉电池、镍氢电池相比,它是一种性能较差的可充电电池。RAM 电池随着充电次数的增加,它的容量将会急剧下降。仅充电 8 次,它的容量就会下降 50%。它的优点是价格低且极易分解,可直接代替非充电电池,除数码相机等需要大电流的设备外。可充电碱锰电池有较低的自放电速率,一般可存放 10 年以上。该电池对环境无污染(未使用有毒金属)且免维护,使用时无须顾及循环周期和记忆效应问题。它的缺点是具有有限的电流处理能力,从而在小功率应用中受到限制,如手电筒和其他低成本的浅循环电气设备。可充电碱锰电池的充电需要用特殊的充电器。如果使用普通充电器,可能引起电池的爆裂。

表 3.6 对常用二次电池的一些性能进行了比较。图 3.30 给出了几种典型二次电池的放电曲线。

表 3.6　二次电池性能比较

类　型(化学)	端电压(V)	能量密度	寿命	充电时间	放电速率	成本	主 要 特 性	典 型 应 用
SLA	2.0	低(30)	长(浅循环)	8~16h	中(0.2C)	低	低成本,自放电速率低,可浮充,但仅适合于浅循环	应急灯、GPS 系统、太阳能装置和电动轮椅等
RAM	1.1	高(75 最初的)	短~中	2~6h(脉冲)	中(0.3C)	低	低成本,自放电速率低,适合于浅循环,无记忆效应,但工作寿命短	便携式应急灯、玩具、收音机、CD 播放器、测试设备等
NiCad	1.2	中(40~60)	长(深循环)	14~16h(0.1C)或<2h 小心(1C)	高(>2C)	中	深循环工作,良好的脉冲特性,但有记忆效应,极高的自放电速率,对环境有污染	便携式工具、模型车/船、数据记录仪、便携式无线电收发机和测试设备等
NiMH	1.2	高(60~80)	中	2~4h	中(0.2~0.5C)	高	能量密度高,但有微弱的记忆效应,高自放电速率	蜂窝式便携无线电话、无绳电话、小型便携摄像机、膝上型电脑、PDA、个人 DVD 和 CD 播放器、动力装置等
NiZn	1.65	高(>170)	中~长	1~2h	—	中	低成本,绿色环保,量密度高(是 NiCad 的两倍)	应急电源、无记忆效应、保存期长
NiFe	1.4	高(>200)	很长	长	—	高	长寿命,难以置信的可达 80 年,对环境有污染	电瓶铲车、与密封铅酸电池的应用相似,但工作寿命特长
Li-ion	3.6	很高(>100)	中	3~4h(1C~0.03C)	中/高(<1C)	很高	很紧凑,少维护,自放电速率低,但充电时需特别小心	小型蜂窝式便携无线电话、笔记本电脑、数码相机和小型便携设备

超级电容

超级电容器并不是一个真正的电池,而是电池和电容器的混合物。它看起来像常规的电容器,但却使用特殊的电极和某些电解质。超级电容器中有 3 种电极:高比表面积活性炭、金属氧化物和导电聚合物。这里用高比表面积活性炭是最经济的。该系统也被称为双层电容(DLC),因为它的能量是被存储于碳电极所形成的双层之间。电解质可以是水或有机物。水电解质可提供低的内阻,但输出电压限制在 1 V;有机电解质可使电压升高为 2~3 V,但内阻较大。

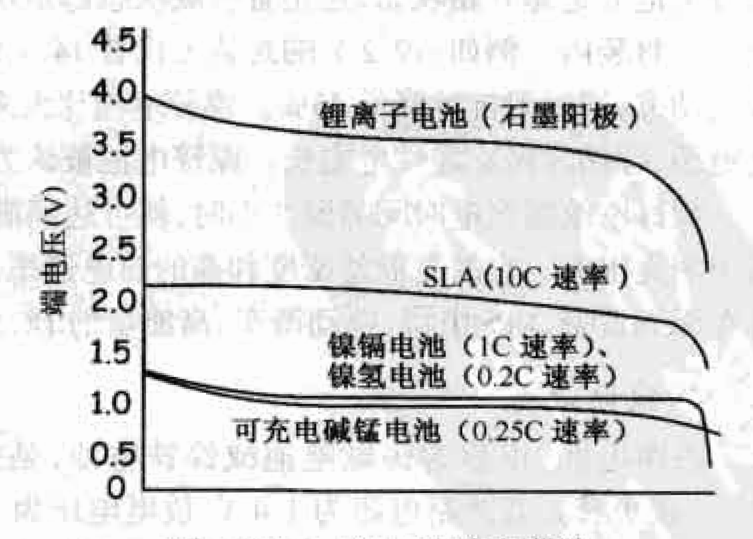


图 3.30　二次电池放电曲线

为了获得用于电子电路、高电压场合的超级电容,可将超级电容串联使用。如果串连超过三四个,必须考虑电压平衡,以防止过电压。

超级电容的值用法拉表示,通常是 1 F 或更大。它存储的能量比电解电容多,但容量比电池小,大概是

NiMH 电池的 1/10。和普通电池不一样的是超级电容的电压从额定电压逐渐下降到 0 V,其特性曲线是平坦的。基于这种原因,超级电容不可能释放全部的电荷,可用电荷的百分比是由设备所需的电压所决定的。例如:一个 6 V 的电池,在设备不能工作前可放电到 4.5 V,而超级电容在放电的前 1/4 就可达到这种程度。

超级电容的自放电要比普通电池高。典型的有机电解质的超级电容从充满电荷下降到 30%,只用 10 个小时。另外,超级电容保持电荷能量的时间要长些。它的容量在 10 天内可从满荷减少到 85%,30 天到达 65%,60 天后只有 40%。

超级电容最常用的是作为存储备份和备用电源,仅在某些特殊应用中可直接代替普通电池。超级电容通常和电池并联使用,以改善电池的负载特性:在小电流负载时,电池给超级电容充电;当负载须用大电流时,超级电容通过负载放电。在这里,超级电容的作用类似于滤波器,目的是改善电池特性、延长电池的运行时间,甚至也可延长电池的使用寿命。

图 3.31 给出了一些电池的选择要素。

● 是,或常用选择 ● 是,但不是最好的 ○ 介于上述两者之间 非	碳锌电池	氯化锌电池	碱性电池	锂电池	锌空气电池	氧化银电池	汞电池	可充电碱锰电池	密封铅酸电池	镍镉电池	镍氢电池	锂离子电池	锂聚合物电池	镍锌电池	超级电容
电池特性															
淘汰(不推荐)	●	●						●							
可充电								●	●	●	●	●	●	●	●
电压稳定				●	●	●	●				●	●	●	●	
高能量密度(Wh/kg)		○	●	●	●	●	●	●			○	●	●	●	
大容量(mAh)														●	
大峰值电流能力	○	●	●	●				●	●	●	●	○	○	●	d
大脉冲放电能力		●	●	●		●	●		●	●		●	●	●	●
低的自放电能力			●	●				●	●	○		●	●	●	
高温特性好		○	●	●			●								
低温特性好		●	●	●		●									
长寿命									●	●	●	●	●	●	●
小型化				●	●	●	●							●	
记忆效应										●	○				
价格低				●	●	●	●			●	●	●	●	○	
环保产品									●	●					
应用															
很小的便携装置				●	●	●	●					●	●		
寻呼机、助听器、手表				●	h	w	●								
收音机、玩具、普通应用	●	●	●					●							
小型电动机		●	●					○			●				
便携式摄像机、数码相机、测试设备			●							●	●				
遥控器、钟表、计算器		●	●	●				●							
蜂窝电话、移动电话、膝上型电脑			○							○	●	●	●		
低的自放电(烟雾检测、数据记录装置)				●			●								
电动工具、模型汽车和电动牙刷等										●	●			●	
电动汽车(电动脚踏车、电动工具、电动割草机)									●	●	●			●	
大功率备用蓄电池(应急灯、太阳能装置、UPS 电源)									●						
备用电源,用于短时间停电(如,CMOS RAM、电机启动)			●	●											●
电池的封装															
AAA	●	●	●	●				●		●	●				
AA	●	●	●	●				●		●	●				
C	●	●	●	●				●		●	●				
D	●	●	●	●				●		●	●				
9 V	●	●	●	●						●	●				
6 V	●	●	●												
纽扣(硬币)			●	●	●	●	●								●
专用封装			●	●					●	●	●	●	●	●	
塑料盒装									●					●	
PCB 板安装				●											●

图 3.31 电池的选择(比较图)

超级电容的局限性:不可能利用全能量谱(取决于应用条件),也就是说,不是所有的能量都是可用的;超级电容的能量密度比较低,通常是普通电池的1/5～1/10;超级电容的电压也低,一般需要多个串联来获得更高的电压。如果串联3个以上的电容,必须考虑电压平衡;另外它的自放电速率比一般的电池高很多。

超级电容的优点:使用寿命长——因为超级电容不存在磨损和老化;内阻低,可提供脉冲电流,和电池并联使用以保护电池;充电极快——低内阻导致能够在几秒钟之内到达满充;充电方法简单。

3.2.5 电池容量

电池的额定容量表示在一个时间周期内,电池释放电能的能力。额定容量用Ah和mAh表示。了解电池额定容量后,就可判断电池的大致可使用时间有多长。下面举例说明:

例1: 容量为1800 mAh的电池被用于一个120 mAh连续使用的设备中。忽略负载电流变化所产生的能量损失,估计电池可以使用多长时间?

解: 理论上

$$t = 1800\ \text{mAh}/120\ \text{mAh} = 15\ \text{h}$$

注意,在实际中,必须查阅电池生产商的数据手册,分析放电曲线,从而可了解到一个比较准确的实际放电时间。随着负载电流的增加,电池的容量将因内阻而会有明显的损失。

电池的标称容量:AAA、AA、CD和9-V NiMH分别是1000 mAh、2300 mAh、5000 mAh、8500 mAh、250 mAh。

C率

电池的充、放电电流是以额定容量或C率来测量的。额定容量表示电池存储能量的效率和传输给负载能量的能力。大多数便携电池(除铅酸电池外)的额定容量是1 C。1 C的放电速率,电池可使用1小时。例如:1000 mAh的电池,如果放电率为1 C,那么可在1000 mA负载电流下使用1小时;如果是0.5 C的放电率,可在500 mA负载电流下使用2小时;如果是2 C,则可提供2000 mA使用30分钟。1 C通常被看做1小时放电。0.5 C要2个小时,0.1 C要10个小时。不同电池1C的差异很大,主要取决于电池的内阻。

例2: 某电池的额定容量是1000 mAh,计算C率为1C时的放电时间和电池输出的平均电流。确定C分别为5C、2C、0.5C、0.2C和0.05C的放电时间。

解: 在1C时,电池会输出1000 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/1\ \text{C} = 1\ \text{h}$$

在5 C时,电池会输出5000 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/5\text{C} = 0.2\ \text{h}$$

在2 C时,电池接会输出2000 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/2\ \text{C} = 0.5\ \text{h}$$

在0.5 C时,电池接会输出500 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/0.5\ \text{C} = 2\ \text{h}$$

在0.2 C时,电池接会输出200 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/0.2\ \text{C} = 5\ \text{h}$$

在0.05 C时,电池接会输出50 mA,所以充电时间为

$$t = 1\ \text{hC}/C\ 率 = 1\ \text{hC}/0.05\ \text{C} = 20\ \text{h}$$

注意,这些值都是估计值。当负载电流增加时(特别是当C值较大时)实际容量将会明显降低,这是由于非理想的固有特性(与内阻有关)。实际容量的确定必须查阅生产商提供的放电曲线和Peurkert方程。通过因特网,使用"Peurkert方程"关键词,可了解Peurkert方程的详细内容。

3.2.6 电池内部电压损耗

电池都具有内阻,这是因为制作电池的材料是非理想的导体。尽管内阻都很小(AA 型碱性电池在 0.1 Ω 左右、9 V 的碱性电池在 1～2 Ω 左右),如果在较低电阻负载的情况,这会使得输出端电压降较低。在无负载时,可测量电池开路电压,如图 3.32(a)所示。这里所测得的电压和额定电压基本一致,这是由于电压表的高阻抗使电流几乎为零,电池内阻两端无压降。但是,当电池和负载连接时,如图 3.32(b)所示,它输出端的电压将会下降。当内阻为 R_{in},负载为 R_{load},可把它们看成分压器,可计算负载两端实际的输出电压,参见图 3.32(b)。

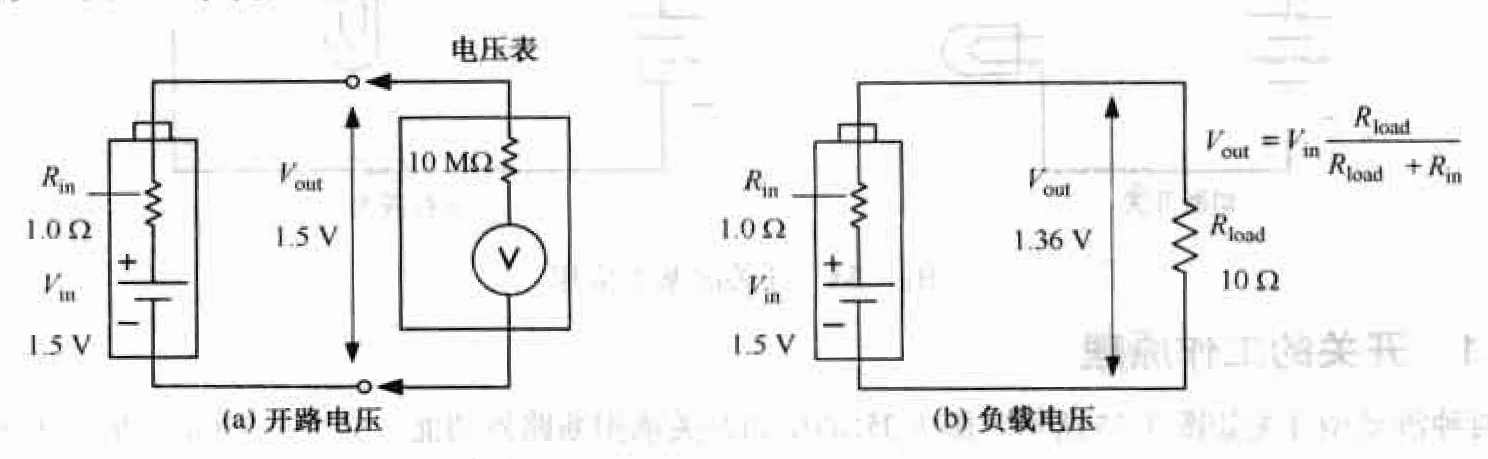


图 3.32 测量电池内部的电压损耗

有较大内阻的电池提供脉冲大电流能力较差(参考"电池特性比较"章节)。电池内阻通常也会随放电而增加。例如:典型的 AA 型碱性电池,最初内阻为 0.15 Ω 但是在放电到 90%时,它的内阻将会增加到 0.75 Ω。下面是部分电池内阻的典型值。

9 V 碳锌电池	35 Ω
9 V 锂电池	16～18 Ω
9 V 碱性电池	1～2 Ω
AA 碱性电池	0.15 Ω(0.3 Ω,放电到 50%时)
AA 镍氢电池	0.02 ΩW(0.04 Ω,放电到 50%时)
D 碱性电池	0.1 Ω
D 镍铬碱性电池	0.009 Ω
D SLA 电池	0.006 Ω
AC13 锌空气电池	5 Ω
76 氧化银电池	10 Ω
675 锰电池	10 Ω

在图 3.33 中,绿色 LED 灯用来指示电池电压正常。在电池整个工作期间绿灯一直亮;当电池电压下降到设定值以下,红色 LED 灯亮。绿灯亮的阈值电压大约是 2 V。该值会随着供应商的不同而不同,但是同一批次的产品基本相同。在图 3.33 晶体管的基极(3.3 kΩ 电阻两端)施加 2.6 V 的电压,晶体管便可导通。要在 3.3 kΩ 电阻两端获得 2.6 V 的电压,电源电压至少要 9.1 V。若低于该阈值电压,晶体管截止,红灯则亮。若高于该阈值电压,红灯不亮。通过调节 3 个电阻的大小,可以改变阈值电压。本书后边将会介绍晶体管和 LED 灯的有关知识。

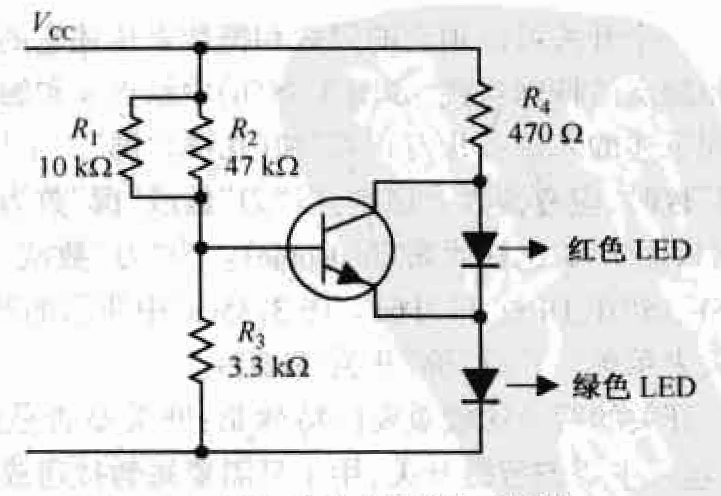


图 3.33 电池欠压指示电路

3.3 开关

开关是一种在电路中切断或切换电流的机械设备(参见图3.34)。

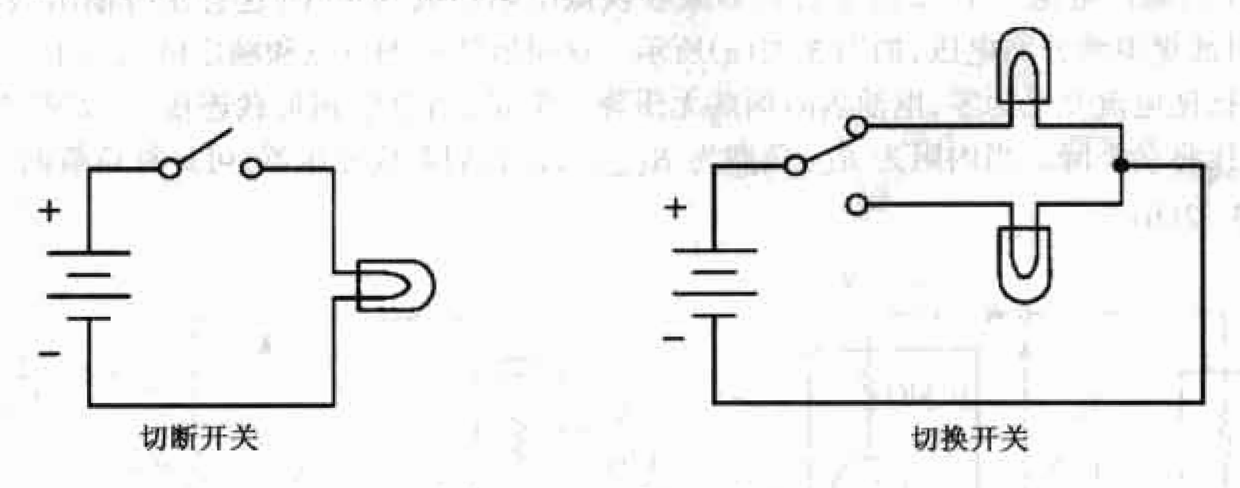


图3.34 开关的基本应用

3.3.1 开关的工作原理

两种滑动型开关如图3.35所示。图3.35(a)中的开关承担断路器功能。而图3.35(b)中的开关承担换路器功能。

另外几种开关。例如:按键开关、摇臂开关、磁力簧片开关,等等,它们与滑动开关的工作原理稍有不同。例如:磁力簧片开关是靠两片可以被磁场力吸合到一起的金属薄片的接触构成的。这种开关与其他比较特殊的开关一样,将在这一节的后面讨论。

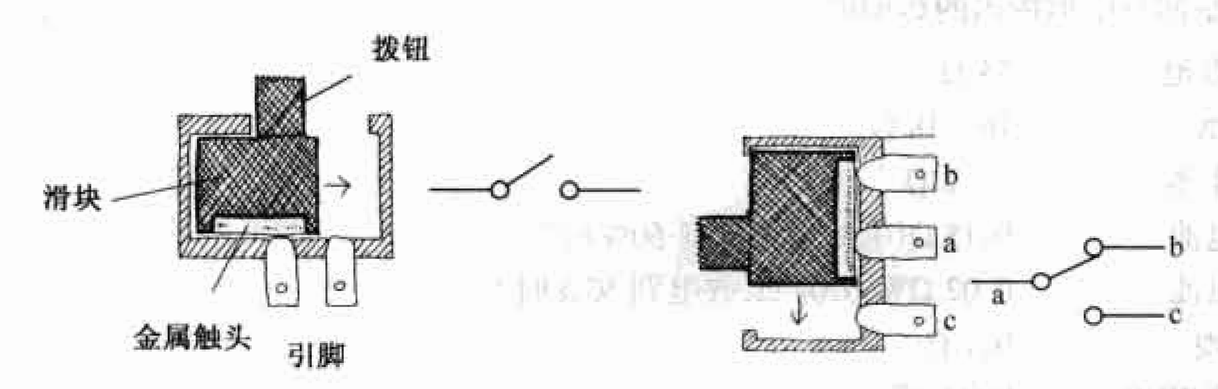


图3.35 (a)当拨钮被推向右侧时,金属条接通开关的两个触点,因此允许电流通过。当拨钮被推向左侧时,连接断开,电流无法流通;(b)当拨钮被推向上方时,触头a和b被接通。当拨钮被推向下方时,连接改变,电流可在触头a和c之间流通

3.3.2 开关的描述

一个开关可以用它的刀数和掷数来描述它的特征。一个刀如同图3.35(b)中的触点a。一个掷表示触点和触点的特殊连接,如图3.35(b)中触点a和触点b的连接或触点a和触点c的连接。在描述开关时常用到下述的术语:(几刀)"刀"和(几掷)"掷"。字母P表示"刀",字母T表示"掷"。当我们要说明"刀"数和"掷"数时,应遵循以下原则:当"刀"数或"掷"数为1时采用字母S,S代表单(single)。当"刀"数或"掷"数为2时采用字母D,D代表双(double)。当"刀"数或"掷"数超过2时采用整数如3,4,或5. 例如SPST、SPDT、DPST、DPDT、DP3T和3P6T。图3.35(a)中所示的开关表示一个单"刀"单"掷"开关(SPST),而图3.35(b)中的开关表示单"刀"双"掷"开关(SPDT)。

开关的两个比较重要的特性是:开关是否是瞬间接触、开关有没有一个中间断开位置。瞬间接触开关,包含主要的按键开关,用于只需要短暂接通或断开的情况。瞬间接触开关有常闭(NC)和常开(NO)两种形式。一个常闭按键开关在按键没有按下时相当于闭路(通电流)。一个常开按键开关在按键没有按下时相当于开路(断路)。中心断位开关(常见于换向开关)它在两个接通位置之间附加了一个断开位置。必须注意的是并不是所有的开关都有中心断位或瞬时接触特性,这些特性必须说明。

开关符号(参见图 3.36)

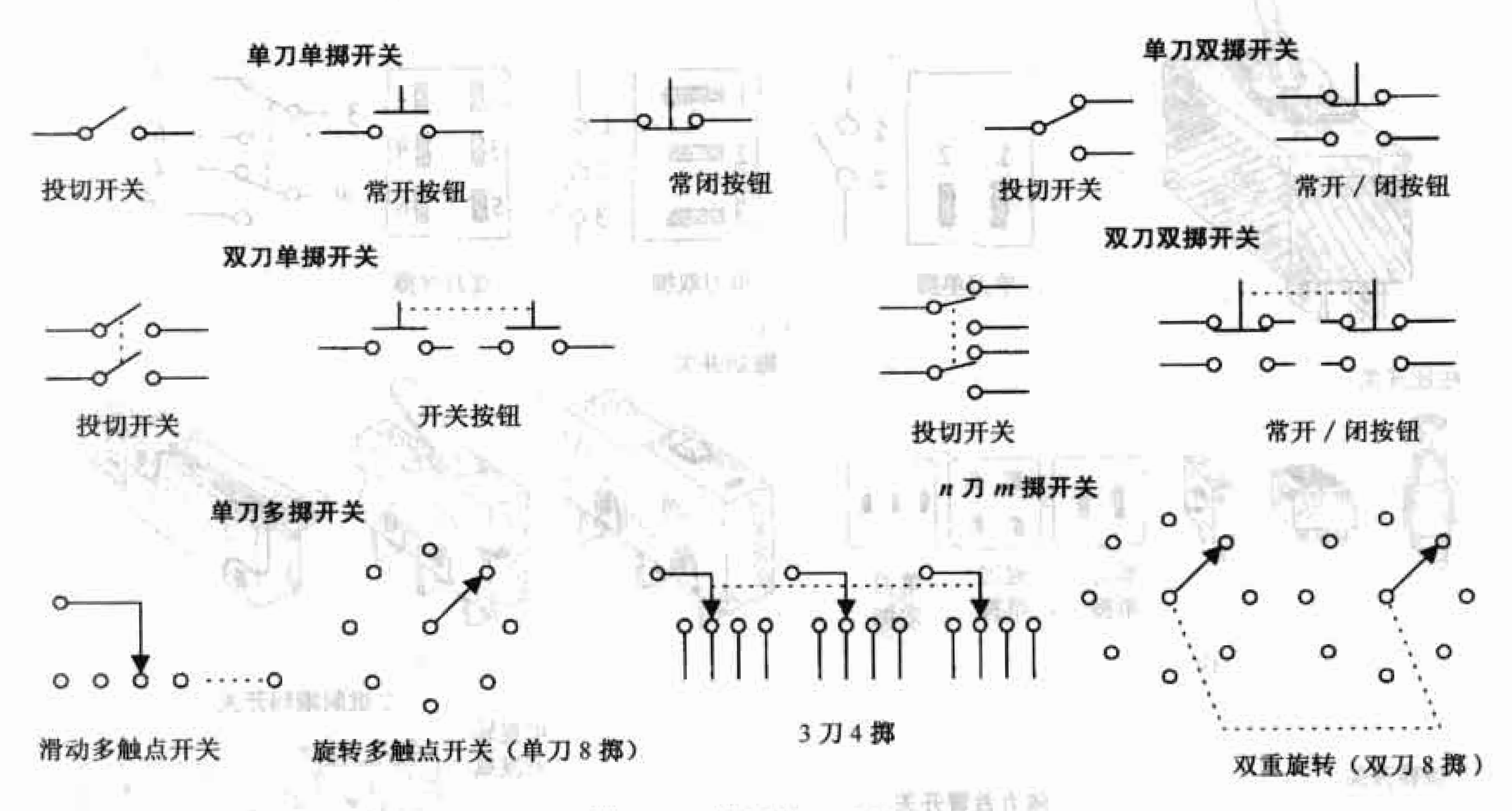


图 3.36　常用的开关符号

3.3.3　开关的种类

舌簧开关[参见图 3.37(e)]由两个距离接近的叶片状的触点组成,这两个触点封装在一个密封的空间。当在附近引入一个磁场,两个触点将会闭合(如果它是一个常开舌簧开关)或者断开(如果它是一个常闭舌簧开关)。

图 3.37(f)所示的开关常常用于数字信息编码。开关内部的机械结构将按照开关刻度盘的显示,连接或断开相应的线路。这些开关使用二进制/十六进制真码或二进制/十六进制补码形式。下表中指出这些开关是怎样工作的。

二进制 / 十六进制真码

类型		位置	代码			
			1	2	4	8
十六进制	二进制	0				
		1	•			
		2		•		
		3	•	•		
		4			•	
		5	•		•	
		6		•	•	
		7	•	•	•	
		8				•
		9	•			•
		A		•		•
		B	•	•		•
		C			•	•
		D	•		•	•
		E		•	•	•
		F	•	•	•	•

二进制 / 十六进制补码

类型		位置	代码			
			1	2	4	8
十六进制	二进制	0	•	•	•	•
		1		•	•	•
		2	•		•	•
		3			•	•
		4	•	•		•
		5		•		•
		6	•			•
		7				•
		8	•	•	•	
		9		•	•	
		A	•		•	
		B			•	
		C	•	•		
		D		•		
		E	•			
		F				

图 3.37(g)所示的 DIP 表示开关是双列直插式组装。这种开关引脚的几何形状使得它能够插入集成电路的插槽中,从而能够直接被接入电路板。

图 3.37(h)所示的开关通常用于水平检测开关。一个常闭的水银倾斜开关,当垂直放置时开关处于闭合状态(液态的水银与两个触点都接触)。然而,当开关被倾斜后,水银将会被转移,因此开关断开。

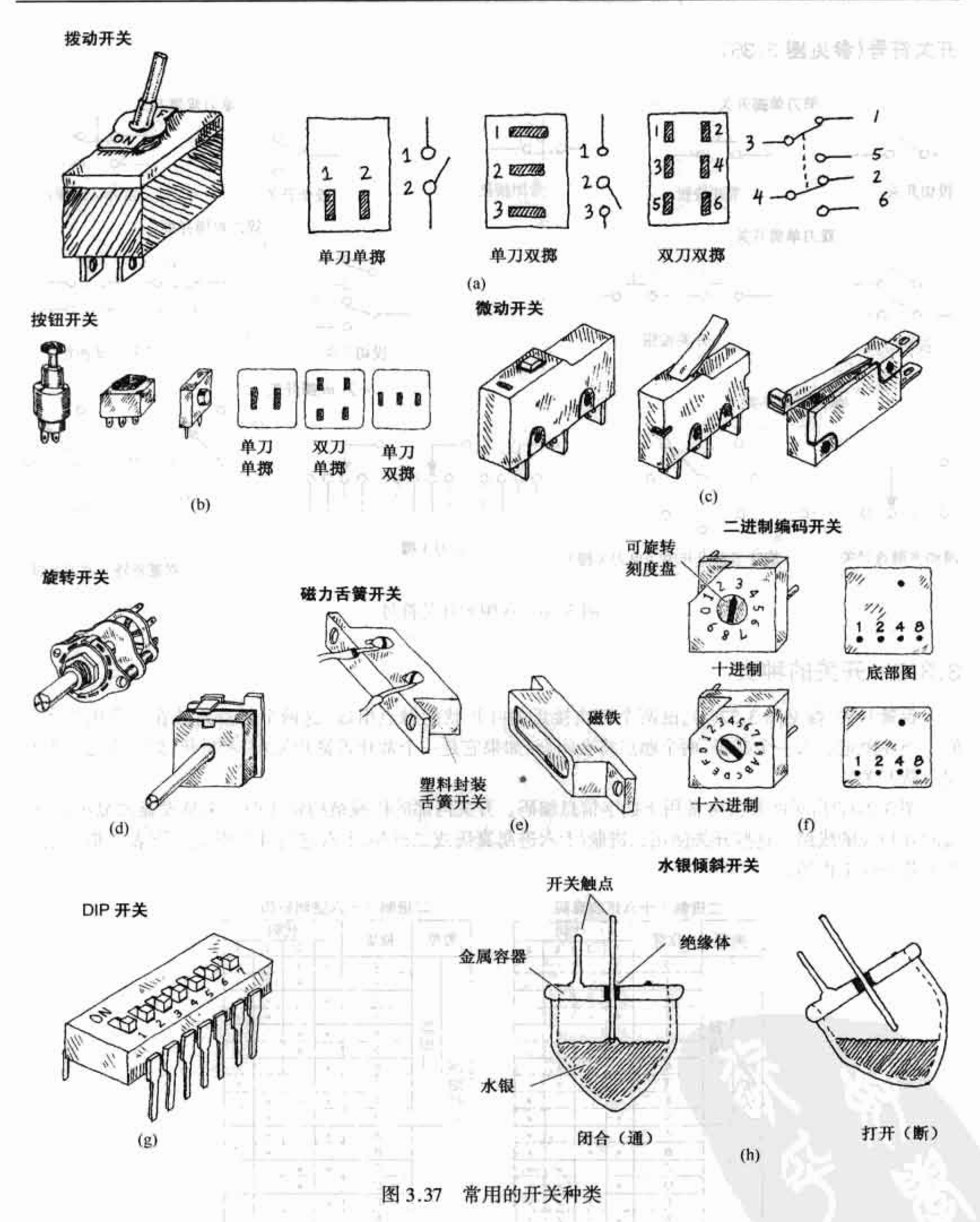


图 3.37 常用的开关种类

3.3.4 开关的简单应用

简单的安全警报器

图 3.38 所示的一个简单的家用安全报警器,只要任一常开开关闭合报警器就会被触发(蜂鸣器和灯工作)。磁力簧片开关用在这里效果将会很好。

双重位置关/断开关网络

图 3.39 所示的开关网络可以在两个地方分别开启或关断同一盏灯。这种结构经常用在家庭布线。

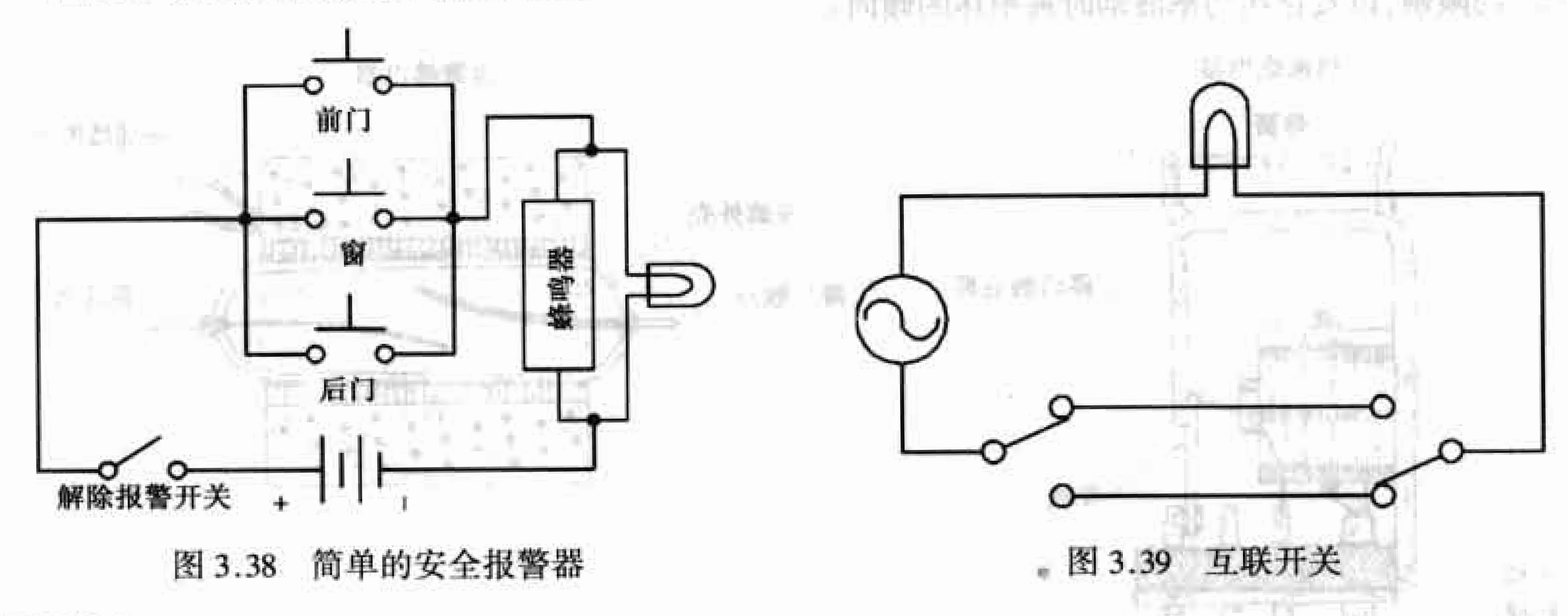


图 3.38 简单的安全报警器

图 3.39 互联开关

电流换向

在图 3.40 中,用一个双刀双掷开关来反转电流的方向。当开关掷向上方时电流将流过左边的发光二极管。当开关掷到下边时电流将流过右边的发光二极管(发光二极管只能单向导通)。

双线连接的压敏装置多路选择控制

假定你想依靠双线线路控制一个远程装置。我们再假设这个远程装置有 7 个不同的工作状态。控制这个装置的一种方法就是以下述方式设计装置(参见图 3.41):如果装置的电路里一个独立的电阻器发生变化,那么装置的功能也随之改变。这个电阻器可能是分压器的一部分,可能是一个系列窗口比较器的一部分(参见有关介绍运算放大器的章节),或者可能有一个模数转换接口。计算出电阻器在不同功能下的电阻值之后,选择适当的电阻值并把它们和一个旋转开关连接起来。远程控制装置就变成了这样的一个简单问题:只要旋转开关选择适当的电阻值即可。

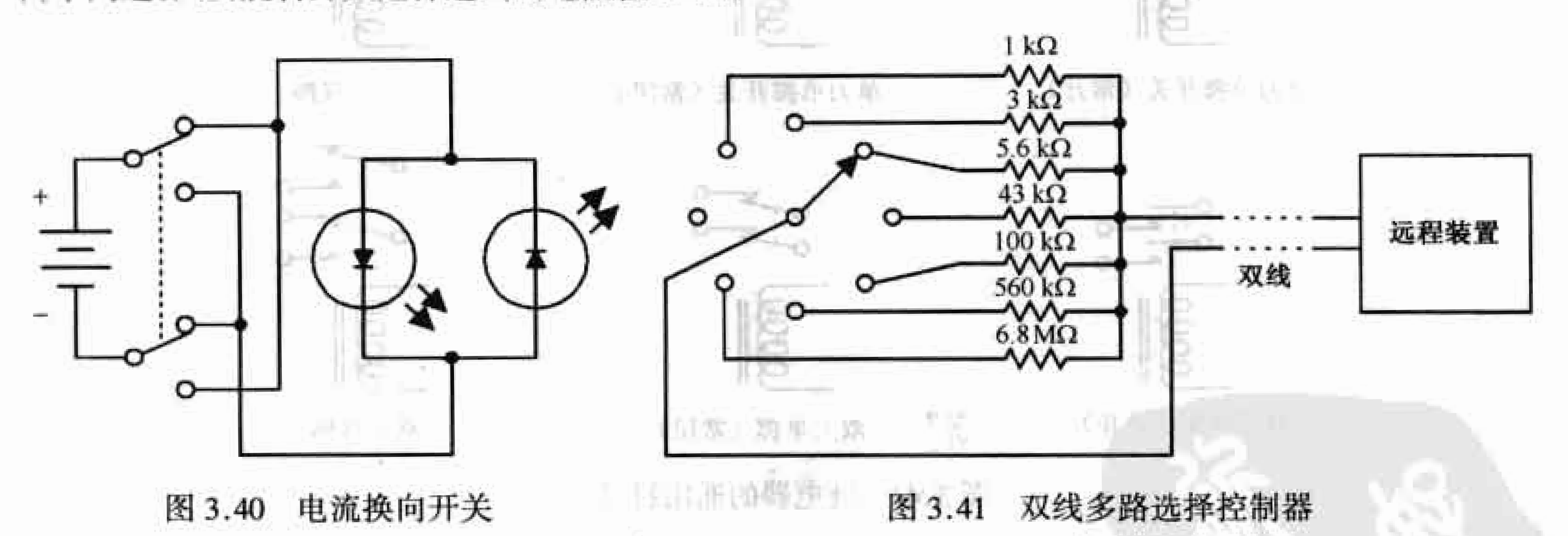


图 3.40 电流换向开关

图 3.41 双线多路选择控制器

3.4 继电器

继电器是电力驱动的开关。继电器分为三类:机械继电器、舌簧继电器和固态继电器(参见图 3.42)。对于一个典型的机械继电器,电流流过一个电磁线圈产生的电磁力把柔性的、受弹簧力作用的导电片从一个开关触点拉到了另一个开关触点。舌簧继电器由一对簧片组成(薄而柔韧的金属条),只要电流流过线圈簧片就会弯曲。固态继电器是这样一种装置,只要在其半导体的 PN 结上外加电压就可使其呈开关状态(参见第 4 章)。一般而言,机械继电器用在大电流(典型值 2 ~ 15 A)以及相对开关速度较慢(典型值 10 ~ 100 ms)的场合。舌簧继电器用在中等电流(典型值 500 mA ~ 1 A)及中等开关速度(0.2 ~ 2 ms)的场合。而

固态继电器用在很宽的电流范围(几微安的低功率器件一直到100安培的大功耗器件)及拥有极高开关速度(典型值1~100 ns)的场合。舌簧继电器和固态继电器都存在一定的局限性,包括开关装置(开关部件的种类)的限制,以及存在功率波动时被损坏的倾向。

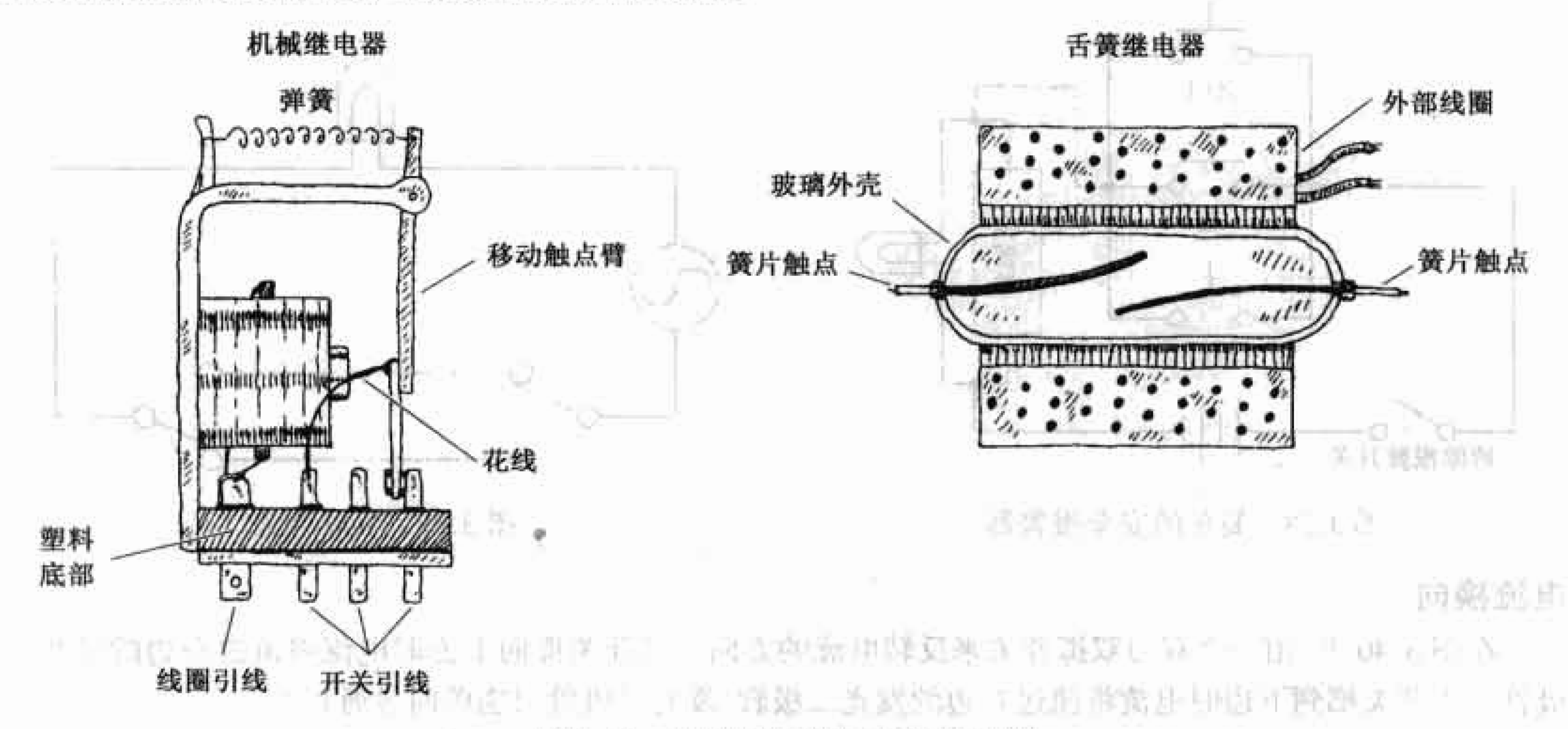


图3.42 机械继电器与舌簧继电器

一个机械继电器的开关部件可以是多种标准手控开关装置中的任意一种(例如:SPST, SPDT, DPDT等等)。舌簧继电器、固态继电器和机械继电器不同,只能是SPST开关。一些用来表示继电器的通用符号如图3.43所示。

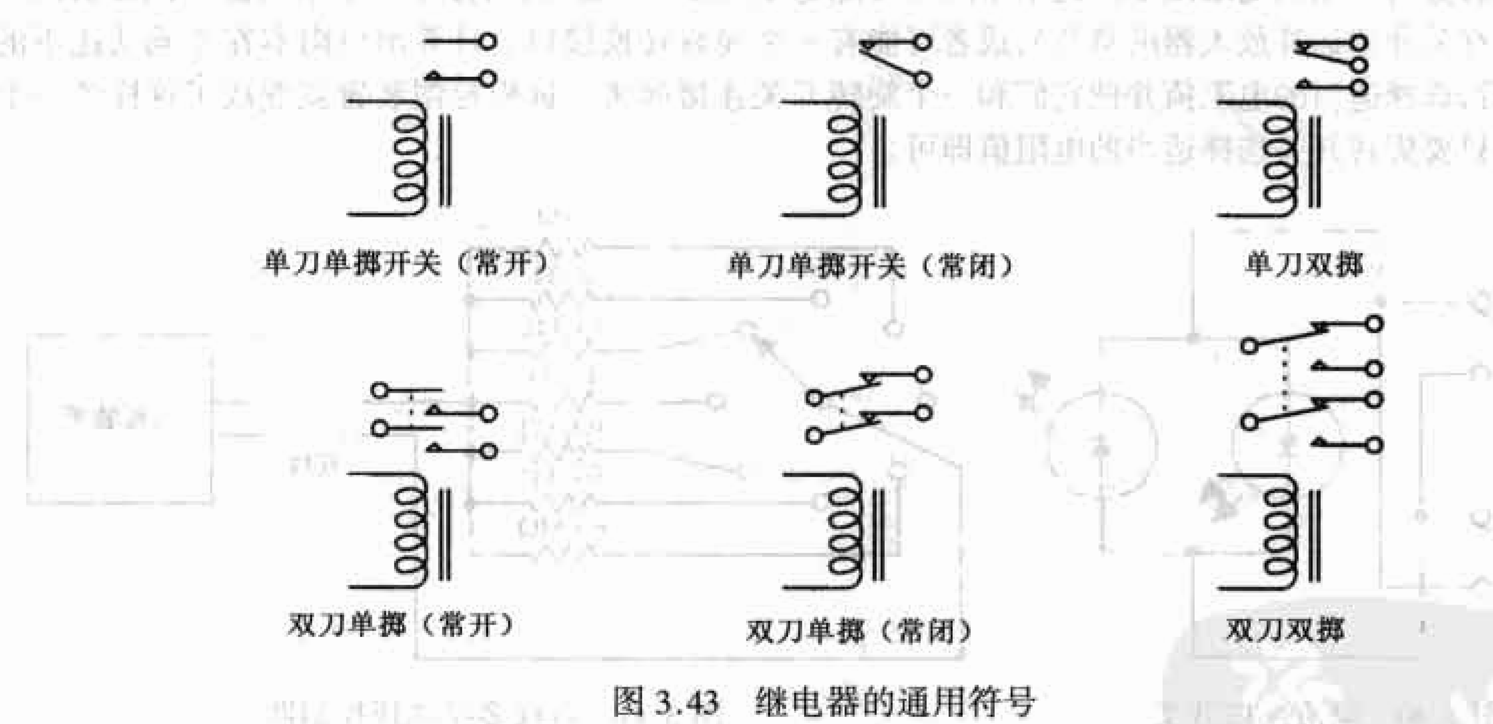


图3.43 继电器的通用符号

继电器使用的驱动电压可以是直流的也可以是交流的。例如:当交流电流通过机械继电器的交流线圈时,可活动导电片就会被吸向一个开关触点,并且只要电流不断它就保持在这个位置不动(不管电流是否改变方向)。如果直流线圈通以交流电,在电流的极性发生变化时,金属导电片就会来回抖动。

机械继电器的闭锁功能使继电器具有了某种记忆功能。当一个控制脉冲通过自锁继电器时,开关就会关闭。即使控制脉冲撤销,开关仍然处于关闭状态。要想打开开关,必须再施加一个单独的控制脉冲。

3.4.1 特殊种类的继电器

小型继电器[参见图3.44(a)]

典型的机械继电器是设计用来开关较大电流的。机械继电器一般拥有直流或交流线圈。直流驱动的

继电器额定驱动电压分别为 6 V、12 V 和 24 V，相应的线圈电阻分别为 40 Ω、160 Ω 和 650 Ω。交流驱动的继电器额定驱动电压分别为 110 V 和 240 V，相应的线圈电阻为 3400 Ω 和 13 600 Ω。开关速度为 10 ~ 100 ms，额定电流为 2 ~ 15 A。

微型继电器[参见图 3.44(b)]

微型继电器类似于小型继电器，但微型继电器的设计用于更灵敏更小的电流开关。它们的驱动几乎都采用直流电压，但可以设计用于开关交流电流。它们的驱动电压有 5 V、6 V、12 V 和 24 V，相应的线圈电阻为 50 ~ 3000 Ω。

舌簧继电器[参见图 3.44(c)]

两个薄金属条或两个簧片充当可移动触头。簧片放置在周围有电磁线圈的玻璃封闭容器中。当有电流流过外部线圈时，两个簧片就被吸合在一起，从而闭合开关。轻质簧片可以迅速开关，典型速度在 0.2 ~ 2 ms 之间。这些继电器具有干的触点或水银湿触点。它们采用直流驱动，设计用来开关小电流，驱动电压为直流 5 V、6 V、12 V 和 24 V，线圈电阻为 250 ~ 2000 Ω。引脚设计为用于 PCB 电路。

固态继电器

图 3.44(d)所示的继电器是由半导体材料制成的。固态继电器包括晶体管(场效应管，三极管)和晶闸管。固态继电器没有接触磨损问题，具有极高的开关速度。然而，这些器件的典型特点是导通电阻高，需要仔细调整，并且与电磁机械继电器相比在超载时具有较小的电阻。在本书的后面还将涉及固态继电器的内容。

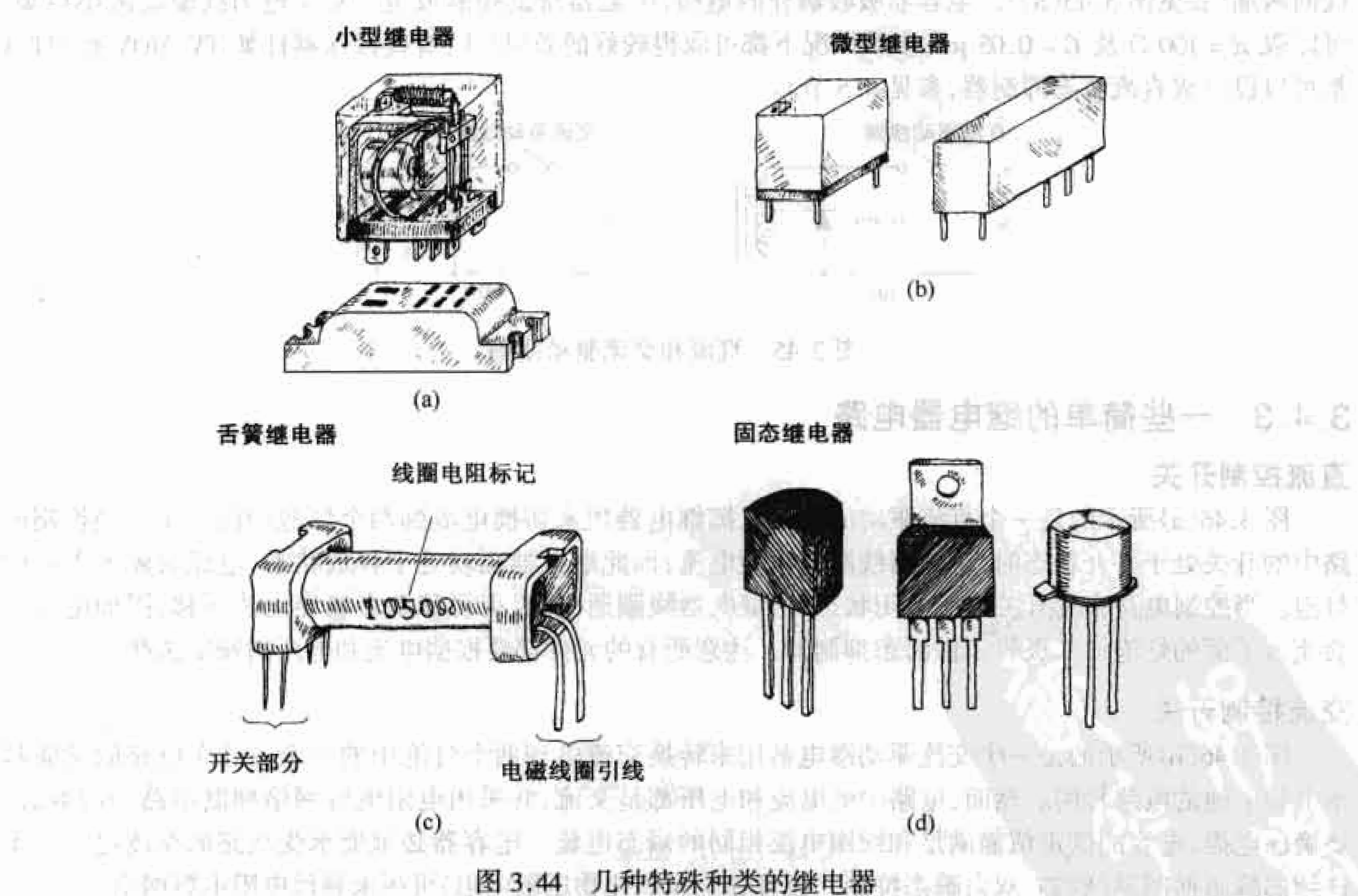


图 3.44 几种特殊种类的继电器

3.4.2 关于继电器的几点注意事项

要想改变继电器的状态，继电器电磁线圈的电压与它额定电压值的偏差至少是在 25% 以内。电压太大就会危害或损坏电磁线圈，电压太小则不足以启动继电器或使继电器无规律性动作(来回抖动)。

继电器的线圈相当于一个电感。电感中的电流不能突变。如果线圈中的电流突然中断，比如说开关

打开,线圈就会在其两端突然产生一个很大电压,相应地就会有较大的脉冲电流流过。物理学的解释是此现象是由于电流的突然中断而使线圈中的磁场消失产生的[数学表示为线圈两端的电压($V = LdI/dt$)受电流变化率(dI/dt)的影响]。感应现象产生的冲击电流会引起具有威胁的电压尖峰脉冲(高达1000 V),并且对电路中的其他装置也会产生不良影响(损坏开关、晶体管和与开关相连的个别装置,等等)。这些脉冲不仅会损坏邻近的装置,还会破坏继电器开关触点(当线圈中产生尖峰脉冲时,接触点就会遭到可移动的金属导电片的重击)。

克服尖峰脉冲的技巧就是使用瞬态抑制器。这些装置既可以购买成品,也可以自己制作。下面是几种简单自制的瞬态抑制器,它们可用于继电器线圈,也可用于其他的线圈(例如,变压器线圈)。显然,开关是网络电路中的无数装置中的一种,它可以中断线圈中的电流。事实上,有些电路中可能没有开关,但可能包含有其他的能够中断电流的装置(例如,晶体管、半导体晶闸管等)。

直流驱动线圈

在继电器线圈两端接入一个反偏压二极管[参见图3.45(a)],就可以在线圈两端形成高电压之前,由于二极管的导通消除感应的电压尖峰脉冲。这个二极管必须确定可以承受线圈电流被切断前可能通过线圈的最大电流。一种好的通用型二极管1N4004用于此处效果良好。

交流驱动线圈

涉及交流激励继电器时,用二极管消除电压尖峰是不行的——二极管会在交流的半个周期导通。用两个二极管反向并联也不行——因为电流将不通过线圈。作为替代,可以把一个电阻电容串联网络接到线圈两端[参见图3.45(b)]。电容器吸收额外的电荷,电阻器帮助控制放电。对于电力线驱动的小负载,可以取 $R = 100\ \Omega$ 及 $C = 0.05\ \mu F$,多数情况下都可取得较好的效果(注:有些特殊器件如TV、MOV和MTLV都可以设计成直流瞬态抑制器,参见4.5节)。

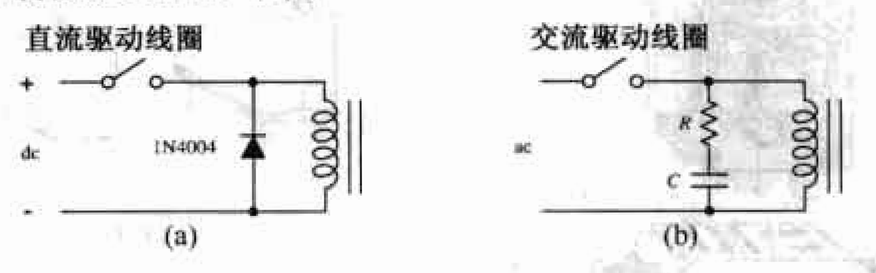


图3.45　直流和交流驱动线圈

3.4.3　一些简单的继电器电路

直流控制开关

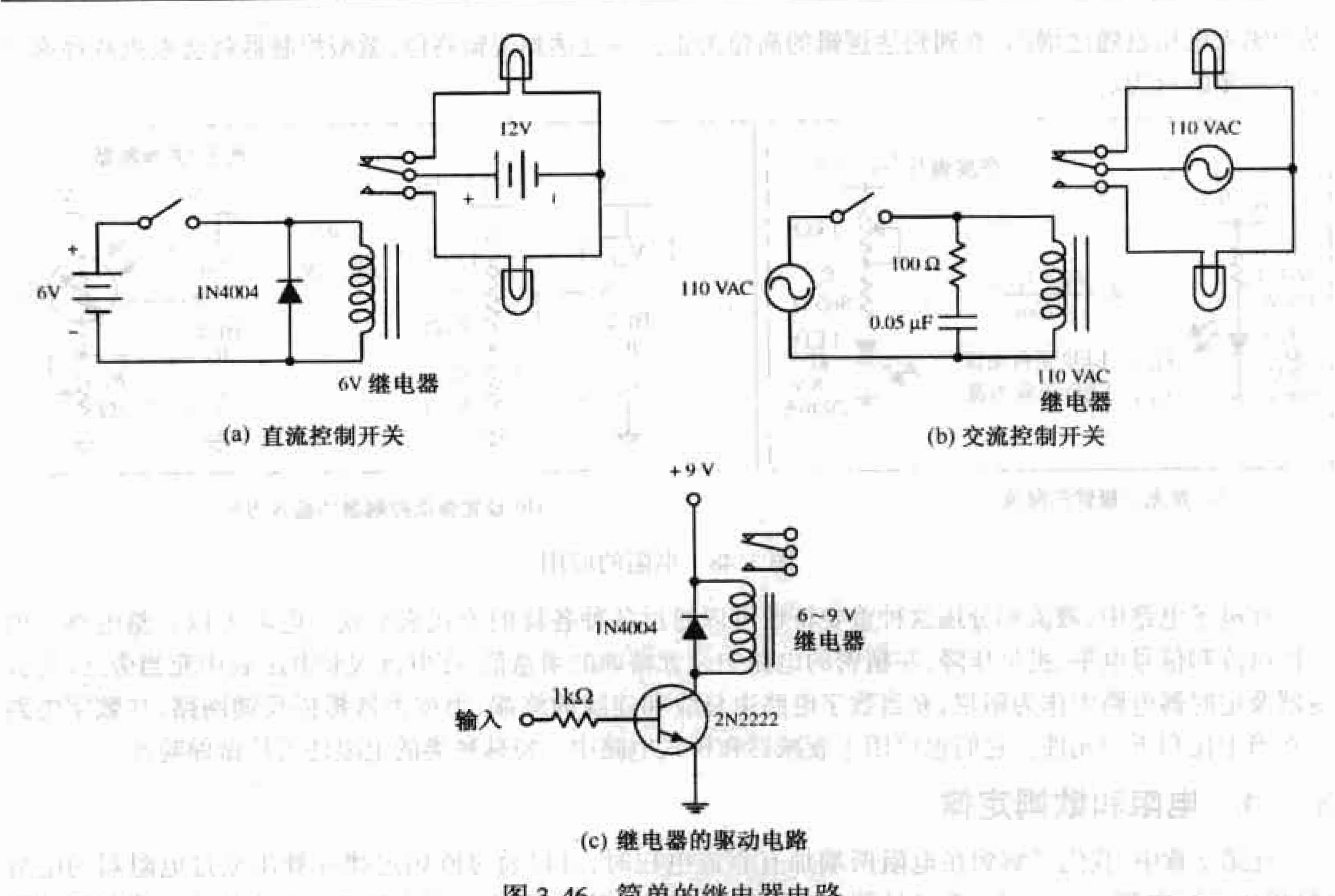
图3.46(a)所示的是一个直流驱动的单刀双掷继电器用来切换电流到两个灯泡中的一个。当控制电路中的开关处于打开状态时,继电器线圈就不通电流;因此继电器也就处于释放状态,电流会流入上面的灯泡。当控制电路中的开关处于关闭状态时,继电器线圈通电,吸引可移动金属导电片下移,因而电流就会流入下面的灯泡。二极管用做瞬态抑制器。注意所有的元件都要根据电流和电压的额定选择。

交流控制开关

图3.46(b)所示的是一个交流驱动继电器用来转换交流电到两个灯泡中的一个。这个电路的功能基本上和上面的电路相同。然而,电路中的电流和电压都是交流,并采用电阻电容网络抑制电路中的瞬态。要确保电阻、电容的额定值能满足和线圈电流相同的瞬态电流。电容器必须能承受线路的交流电压。不连续的瞬态抑制器(例如,双向瞬态抑制二极管和金属氧化物压敏电阻)可用来替代电阻电容网络。

继电器的驱动

如果继电器可以用任意的控制电压进行驱动的话,图3.46(c)所示的电路就可以使用。NPN型双极型晶体管可以用做电流控制阀。当晶体管的基极没有电压或输入电流时,晶体管集电极和发射极之间的通道是闭合的,因此电流就不会流过继电器线圈。但是,当晶体管的基极有相当大的电压或输入电流时,晶体管集电极和发射极之间的通道就是打开的,允许电流通过继电器的线圈。



(a) 直流控制开关　(b) 交流控制开关

(c) 继电器的驱动电路

图3.46　简单的继电器电路

3.5　电阻

今天,可以使用的电阻种类很多,有固定电阻、可变电阻、数字可调电阻、可熔断电阻、光敏电阻和各种各样的电阻排(网络)。图3.47给出了几种最普通电阻的图形和符号。

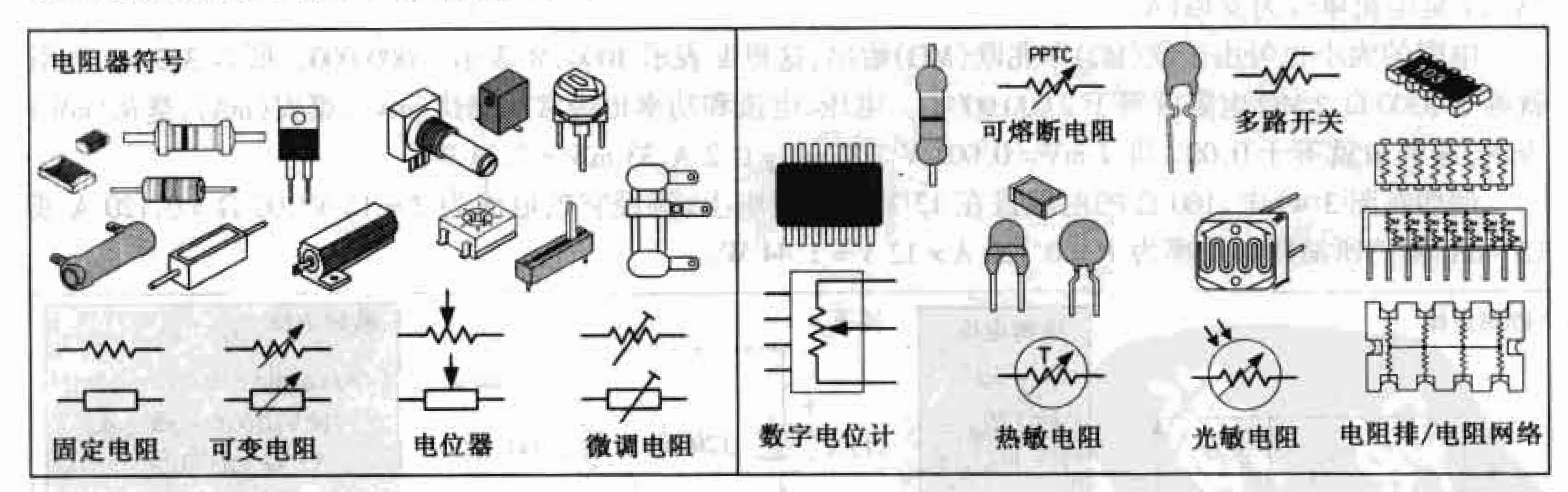
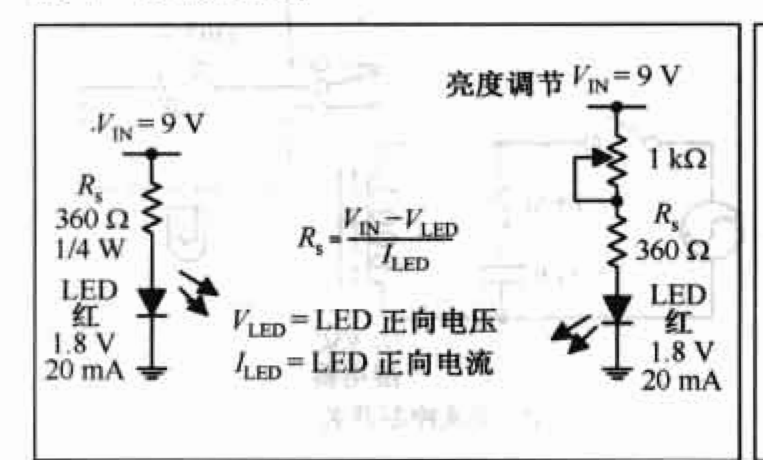


图3.47　电阻的图形与符号

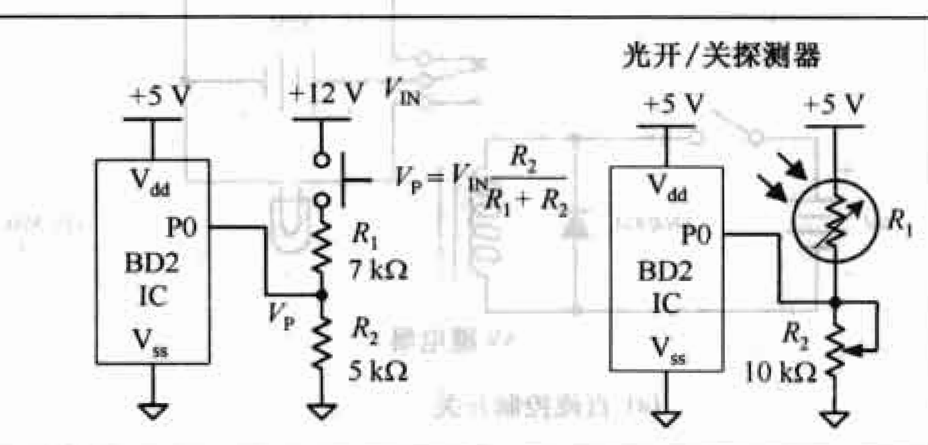
在电子电路中,电阻有两个基本作用:限制电路中的电流和调节电路中的电压。图3.48是用电阻减小流过发光二极管电流的示意图。如果电路中没有电阻,流过发光二极管的电流就会过大,把其脆弱的PN结烧毁。发光二极管电路的一个变形是给电路的限流电阻串联一个可变电阻。可变电阻(电位计)提供的附加电流限制使发光二极管的亮度可控。

图3.48说明了两个电阻是如何起到分压作用,为电路提供输入电压中的一部分直流电压。在这个例子中,电压从12 V减小到5 V,可以作为微型控制器的高电平输入。我们可用光敏电阻器来代替其中一个分压电阻,在电路中充当可变电阻器,因为它的电阻可随着光强的增加而减小。当电阻减小时,微型控制

器的输入电压也随之增加,直到到达逻辑的高位为止。一旦达到逻辑高位,微型控制器就会根据程序来决定下一步的行为。



(a) 发光二极管的限流



(b) 设置微型控制器的输入电平

图 3.48 电阻的应用

在电子电路中,限流和分压这种重要特性可以通过各种各样的方式来实现。电阻可以调整电路中的工作电流和信号电平、提供压降、在精密的电路中设置精确的增益值、在电流表和电压表中充当旁路,在振荡器及定时器电路中作为阻尼,充当数字电路中总线和连线的终端、为放大器提供反馈网路,在数字电路中充当上拉和下拉元件。它们也可用于衰减器和桥式电路中。特殊种类的电阻还可用做保险丝。

3.5.1 电阻和欧姆定律

在第 2 章中,我们了解到在电阻两端加有直流电压时,可以通过欧姆定律计算出流过电阻器的电流(简单地改写方程 $I = V/R$)。为了计算出电阻发热所消耗的功率,运用下面的第二个方程式。我们把欧姆定律代入功率表达式,就可以简单地得到 $P = I^2 \times R$ 和 $P = V^2/R$。

$$V = I \times R\text{(欧姆定律)}$$

$$P = I \times V\text{(功率公式)}$$

R 是电阻或电阻值,其单位用欧姆(Ω)表示,P 是功率损耗,其单位用瓦特(W)表示,V 是电压单位为伏特(V),I 是电流单位为安培(A)。

电阻的大小也可由千欧(kΩ)和兆欧(MΩ)给出,这里 k 表示 1000,M 表示 1 000 000。所以 3.3 kΩ 电阻就等于 3300 Ω,2 MΩ 电阻就等于 2 000 000 Ω。电压、电流和功率也经常用毫伏(mV)、毫安(mA)、毫瓦(mW)表示,这里 m 就等于 0.001,即 1 mV = 0.001 V,200 mA = 0.2 A,33 mW = 0.33 W。

例如在图 3.49 中,100 Ω 的电阻接在 12 V 的电池组上,流经它的电流为 I = 12 V/100 Ω = 0.120 A 或 120 mA。发热所消耗的功率为 P = 0.120 A × 12 V = 1.44 W。

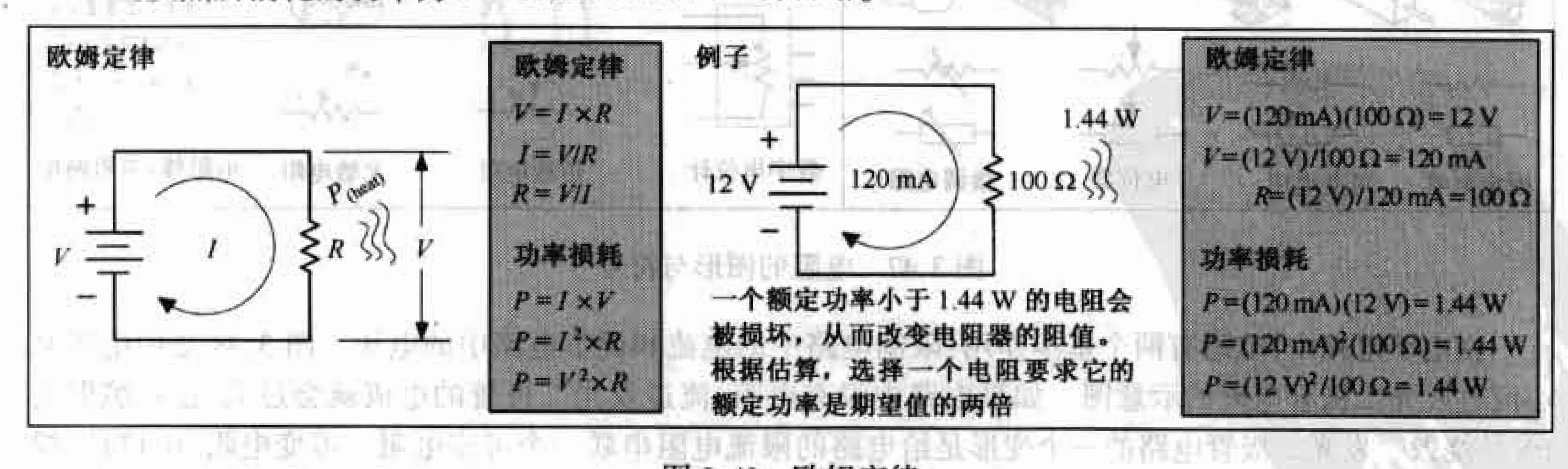


图 3.49 欧姆定律

在设计电路时,确定功耗是非常重要的。所有的实际电阻都有所允许的最大功率,它是不能超过的。如果超过了这个电阻的额定功率,就会烧坏电阻,内部结构被破坏,电阻的阻值改变。通用电阻的典型是额定功率为 1/8 W,1/4 W,1/2 W 及 1 W,大功率的电阻的额定功率为 2 瓦到几百瓦。

让我们回头再看图 3.49 的例子，电阻的额定功率必须大于计算出来的耗散功率 1.44 W。事实上，为了安全起见，电阻的额定功率必须大于此值。根据估算，一般选择电阻器的额定功率至少是预期最大值的两倍。虽然在我们所举的例子中 2 W 的电阻就能正常工作，但选 3 W 的电阻会更安全。其他的因素，如周围环境的温度、封装情况、电阻器组、脉冲的作用、附加的空气冷却等都会增加或减少电阻所必需的额定功率。参考选择实际电阻器特性的章节了解更多的有关信息。

3.5.2　电阻的串联和并联

你很少看到电路中只有一个电阻。通常情况下，电阻都是以各种方式连接到电路中的。电阻的基本连接方式有两种：串联和并联。

电阻的并联

当有两个或两个以上的电阻并联时，每个电阻两端的电压都是相等的，但流过每个电阻的电流是随着阻值的变化而变化的。同样，电阻并联的等效电阻小于电阻值最小的电阻阻值。并联电阻的计算公式为

$$R_{\text{total}}=\frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_4}+\cdots}\text{（多个电阻的并联）}$$

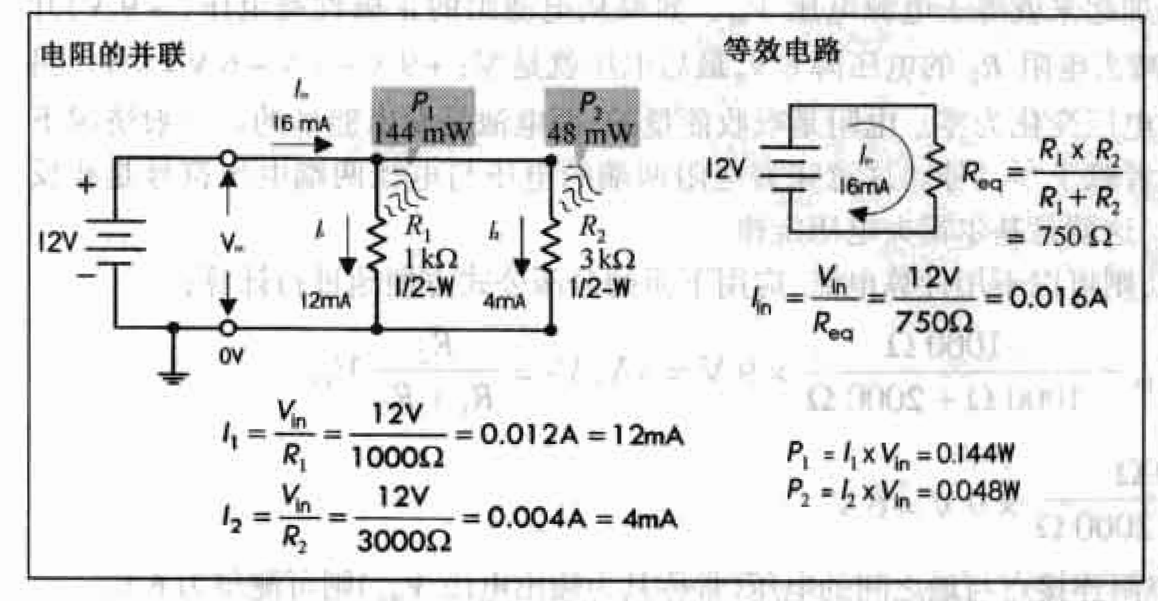
$$R_{\text{total}}=\frac{R_1\times R_2}{R_1+R_2}\text{（两个电阻的并联）}$$

公式中的省略号表示可以是任意多个电阻的并联。如果并联电路中只有两个电阻（一种非常普通的情况），公式就会简化为上述第二个公式。

例：如果两个阻值分别为 1000 Ω 和 3000 Ω 的电阻并联，等效电阻是多大？

$$R_{\text{total}}=\frac{R_1\times R_2}{R_1+R_2}=\frac{1000\ \Omega\times 3000\ \Omega}{1000\ \Omega+3000\ \Omega}=\frac{3\ 000\ 000\ \Omega^2}{4000\ \Omega}=750\ \Omega$$

在应用这些方程式时应注意，流入到并联电阻节点的电流是流入到各电阻的电流之和（$I_{\text{in}}=I_1+I_2$）。这段陈述涉及到了基尔霍夫的电流定律。运用基尔霍夫的电流定律、欧姆定律可以得到分流公式，如图 3.50 所示。当你知道输入电流而不知道输入电压时，分流公式用起来很方便。



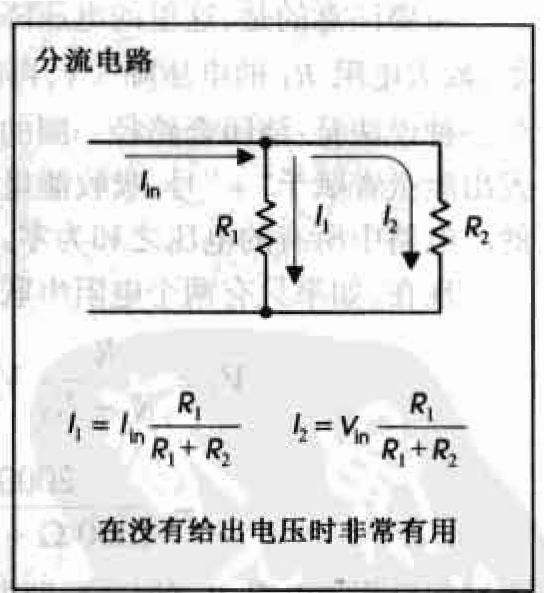


图 3.50　并联电阻及分流公式

如图 3.49 所示，我们可以应用功率公式来计算并联电路中电阻所消耗的功率。

电阻的串联

当电路中有多个电阻串联时，电路的总电阻就是各个电阻阻值之和。同样地，流入电路中的总电流和流入各个分电阻的电流相等，但各个分电阻两端的电压是随着电阻的变化而变化的。串联电阻的计算公式为

$$R_{total} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \cdots \text{(串联电阻)}$$

省略号表示可以根据需要多个电阻相加。

例:当一个阻值为 1.0 kΩ 的电阻和一个阻值为 2.0 kΩ 的电阻串联时(参见图 3.51),总电阻为多少?

$$R_{total} = R_1 + R_2 = 1000\ \Omega + 2000\ \Omega = 3000\ \Omega = 3\ k\Omega$$

电阻的串联

9 V, V_{in}, I 3 mA, P_1 9 mW, R_1 1.0 kΩ 1/4-W, 3 V V_1, R_2 2.0 kΩ 1/4-W, 6 V V_2, P_2 18 mW, +9 V, +6 V, 0 V, 0V 参考地

等效电路

9 V, $I = 3$ mA, $R_{eq} = R_1 + R_2$ 3.0 kΩ

$I = V_{in}/R_{eq} = 9\ V/3000\ \Omega = 0.003A$ 或 3 mA

$V_1 = I \times R_1 = 0.003\ A \times 1000\ \Omega = 3\ V$

$V_2 = I \times R_2 = 0.003\ A \times 2000\ \Omega = 6\ V$

$P_1 = I \times V_1 = 0.003\ A \times 3\ V = 0.009\ W$ 或 9 mW

$P_2 = I \times V_2 = 0.003\ A \times 6\ V = 0.018\ W$ 或 18 mW

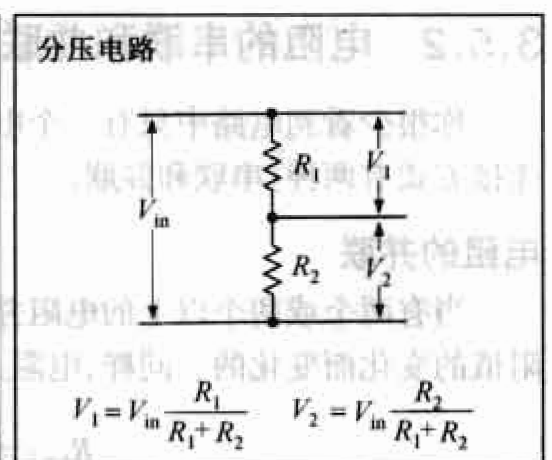


图 3.51 串联电阻及分压公式

如果将两个电阻连接到 $V_{in} = 9$ V 的输入电压,电路中的总电流与流入各电阻电流相等,为

$$I = \frac{V_{in}}{R_{total}} = \frac{9\ V}{3000\ \Omega} = 0.003\ A = 3\ mA,\ I_1 = 3\ mA,\ I_2 = 3\ mA$$

应用欧姆定律计算出各电阻两端的电压为

$$V_1 = I_1 \times R_1 = 0.003\ A \times 1000\ \Omega = 3\ V$$
$$V_2 = I_2 \times R_2 = 0.003\ A \times 2000\ \Omega = 6\ V$$

通过这种方法我们可以计算出由多个电阻组成的串联电路中各电阻两端的电压。同样,必须注意的是,各电阻两端的电压和电阻的阻值成比例。阻值为 2000 Ω 的电阻两端的电压是阻值为 1000 Ω 的电阻两端电压的两倍。

需要注意的是,这里的电压降加起来就等于电源电压 V_{in}。如果从电池组的正极性端电压(+9 V)开始,减去电阻 R_1 的电压降 3 V,再减去电阻 R_2 的电压降 6 V,最后电压就是零:+9 V-3 V-6 V=0 V。另外一种说法是:绕闭合路径一圈的电压变化为零。电阻是吸收能量的,而电池是发出能量的。一般情况下发出能量者赋予"+"号,吸收能量者赋予"-"号。这意味着电阻两端的电压与电池两端电压符号是相反的。电路中所有的电压之和为零。这就是基尔霍夫电压定律。

现在,如果只有两个电阻串联,则可以不用计算电流,应用下面的分压公式方便地进行计算:

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{in} = \frac{1000\ \Omega}{1000\ \Omega + 2000\ \Omega} \times 9\ V = 3\ V,\ V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$
$$= \frac{2000\ \Omega}{1000\ \Omega + 2000\ \Omega} \times 9\ V = 6\ V$$

既然你只测量电阻 R_2 的压降,两电阻连接点与地之间的电压(常称其为输出电压 V_{out})则可测得为 6 V。

3.5.3 电阻标签的识别

轴心引线电阻,例如碳化合物、碳膜、金属膜,用色环来标记电阻的阻值。最常用的是四条色环标记:第一条表示第一个数字,第二条表示第二个数字,第三条表示乘数因子(10 的指数),第四条表示公差(如果无第四条色环,公差就是 20%)。图 3.52 中的表格显示了每种颜色所代表的数值、乘数因子和公差。

对于精密电阻,它有五条色环:前三条色环表示有效数字,第四条色环是乘数因子,而第四条和第五条色环之间的间隙带比其他的间隙宽,用以指示第五条色环是公差色环。

另外一种五色环标记方案是军用规格电阻的特殊表示方式，它的第五条色环表示可靠性级别。可靠性的色环告诉我们在一定的时间间隔后电阻阻值变化的百分数（例如：1000 小时后，褐色表示 1%，红色表示 0.1%，橙色表示 0.01%，黄色表示 0.001%）。

表面安装的电阻采用三个数字或四个数字标记。在三个数字方案中，前两个数字表示有效数字，最后一个数字是乘数因子。如果阻值小于 100 Ω，字母"R"将取代其中的一个有效数字并表示为一个小数点（例如：1R0 = 1.0 Ω）。

当公差值很重要时（小于 ±2%），采用一个额外的字母放在三个数字代码之后表示公差（例如，F = ±1）。参见图 3.52 所示例子。

精密的表面安装电阻采用四个数字标记，前三个数字表示有效数字，第四个数字表示乘数因子。同样，字母"R"用来表示小数点。参见图 3.52 所示例子。

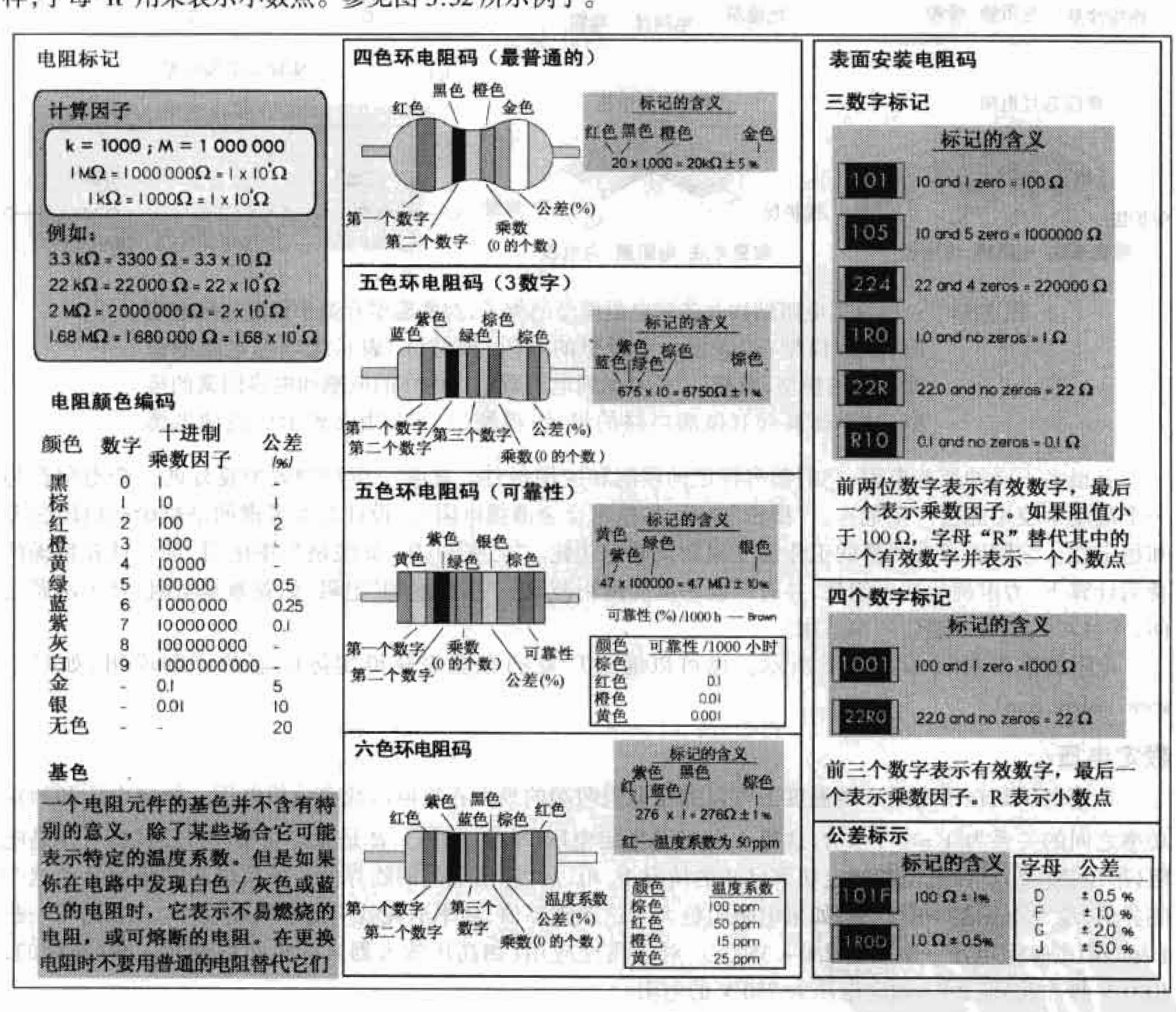


图 3.52　电阻标签的识别

注意(电阻器的体色)

通常电阻的体表颜色并没有特殊的含义。有时它们表示电阻器的温度系数，但这对于非专业的工作者来讲是非常次要的。但是，必须注意：如果你要焊接电子消费品设备中的电阻时，有两种电阻的体表颜色所表示的含义必须知道。电阻器体表颜色为白色和蓝色表示不易燃烧电阻和可熔断电阻。如果你在电路中遇到这种类型的电阻，不要用一般的电阻替换它们。如果在电路中有错误出现就有可能引起火灾。在设计中使用不易燃烧电阻和可熔断电阻是因为，当它们变得过热时也不会引起火灾。当可熔电阻过热时，它就会像保险丝一样切断电流。在本章的后面我们会详细地论述这些电阻。

3.5.4 实际电阻的特性

在实际应用中选择电阻时需要考虑的因素很多。首要要考虑的两点是选择适当的电阻标称值和功率额定值。接下来是选择合适的电阻公差,这可以保证设备在所有极端条件下能正常地运行。这做起来有些困难,因为这需要理解不同种类电阻(甚至是同种类电阻)的非理想特性之间的区别(参见图3.53)。

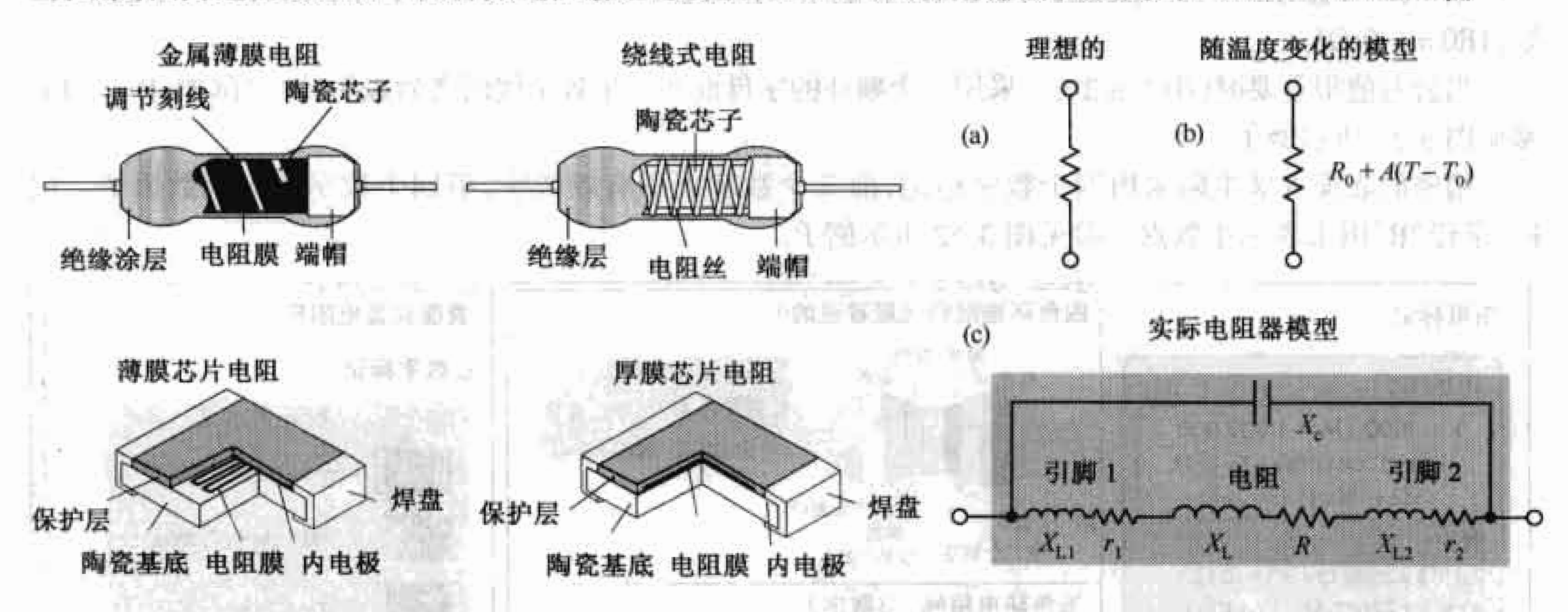


图3.53 一些真实电阻结构和各种电阻模型的例子,这些模型有助于预测实际电阻的性能。模型(a)表示一个理想的电阻;模型(b)表示无电感电阻随温度变化的模型;模型(c)是考虑到电阻器结构内在的电感和电容因素的模型。对于超高频和微波电路的设计;模型(c)可以用L表示引线的电感

有很多不同种类的电阻,它们都有特定的限制和应用条件。在某一应用中效果良好的一个电阻在另一个应用中也可能会产生危害。"精密"电阻(如精密合金薄膜电阻)的设计首要考虑的是精确的电阻公差和稳定性。它们通常有严格的工作温度限制及额定功耗。"功率"电阻(如线绕功率电阻)的设计在精确的费用计算下,力求优化功率消耗,并有广泛的温度适用范围。"多用途的"电阻(如碳薄膜电阻)介于两者之间,并且对大多数普通应用都适用。

电阻的重要规格参数如下所示。也可以通过厂商的参数表获得实际电阻的详细说明(如登录www.vishay.com)。

额定电压

额定电压是在指定的环境温度下可以加在电阻两端的最大直流电压或有效值电压。额定电压和额定功率之间的关系为 $V = \sqrt{P \times R}$,这里 V 指的是额定电压(单位:伏特),P 是额定功率(单位:瓦特),R 是电阻(单位:欧姆)。在电压和额定功率已知的情况下,可以计算出电阻的临界值。如果电阻的阻值低于这个临界值,最大电压就不能达到;如果电阻阻值大于这个临界值,功率消耗就应低于额定功率。1/2 瓦和一些 1 瓦电阻的额定电压一般只有 250 ~ 350 V。对于高压应用(如高压放大器),你也可以使用 1 W(连续的,1000 V 脉冲波)或 2 W,额定电压为 750 V 的电阻。

公差

公差是在没有负载且温度为 25℃时,电阻偏离标称值的量(用百分数表示)。典型的电阻公差为 1%、2%、5%、10%和 20%。精密电阻,例如精密线绕电阻,公差可精确到 ±0.005%。为了理解公差的意义,假定一个 100 Ω 电阻的公差为 10%。指定的公差含义是:这个电阻的电阻值实际上是在 90 Ω 和 110 Ω 之间。另一方面,如果一个电阻的公差为 1%,阻值为 100 Ω,其电阻值的可能范围为 99 ~ 101 Ω。

总体上说,碳化合物电阻公差较大,在 5% ~ 20%。碳膜电阻公差为 1% ~ 5%,金属膜电阻约为 1%,精密金属膜电阻的公差可做到 0.1%。大多数绕线电阻的公差为 1% ~ 5%,但精密线绕电阻公差可以达到 0.0005%。对大多数普通应用,电阻的公差在 5%就足够了。

额定功率

为了避免材料的永久性损坏，电阻必须在指定的温度范围内使用。温度的限制是用最大功率即额定功率以及由电阻的制造商提供的额定功率变化曲线（如图 3.54 所示）来表示的。电阻的额定功率是电阻可以安全地以热量形式散发掉的最大功率，一般指定温度是 +25℃。超过 +25℃时，环境温度和最大允许功率的关系可使用额定功率变化曲线。额定功率变化曲线一般是从满负载温度线性地下降到无负载最高允许温度。如果一个电阻的工作功率小于满额额定功率时，电阻工作时的环境温度就可以大于满额额定功率允许的环境温度。无负载时的最高允许温度也就是电阻的最高存储温度。

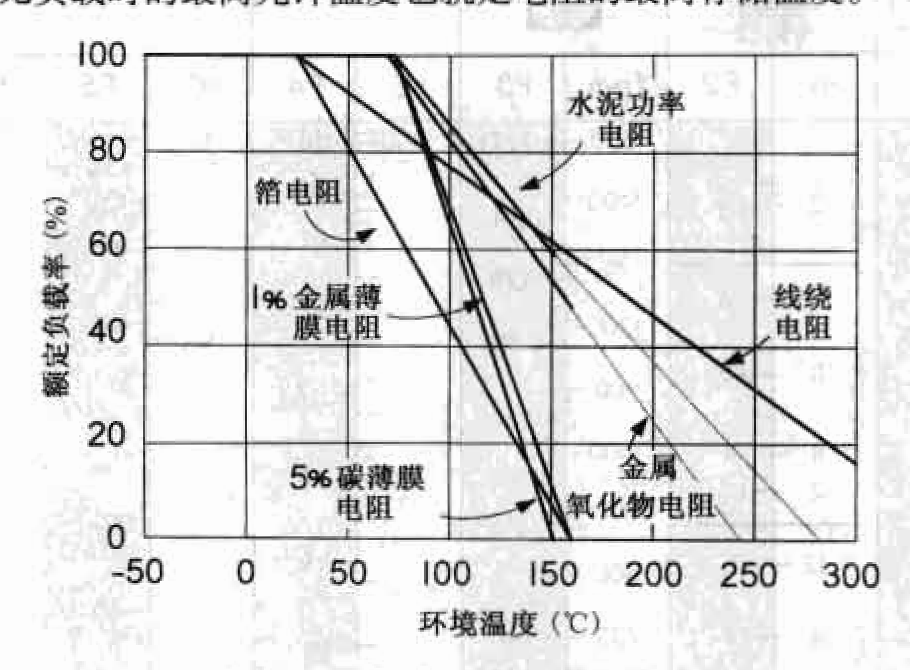


图 3.54　额定功率的变化曲线

关于电阻的寿命，当温度变化在 30℃～40℃之间时，电阻的变化会在温度回到正常值时恢复正常。然而，如果电阻的温度太高而不能触摸时，电阻就可能被永久损坏。因此，在选定电阻的额定功率时保守一些是非常重要的。

电阻标称的额定功率有：1/16，1/10，1/8，1/4，1/2，1，2，5，10，15，25，50，100，200，250 和 300 W。在一个特殊的应用中为了确定额定功率，可以使用公式 $P = IV$（$P = I^2R$ 或 $P = V^2/R$），然后据经验选择电阻的额定功率为计算值的 2～4 倍。但是，必须注意的是，在选择电阻的额定功率时要考虑的因素很多。在更精确的设计应用中，可能不得不考虑其他因素，比如电阻是否成组安放，是否被封装在盒子中，有没有风扇冷却，是否承受脉冲等。如果是那样的话，我们可以参考图 3.55 中的图表计算额定功率的近似值。

1/4，1/2 和 1 W 的碳膜电阻和金属膜电阻通常已能满足大多数的应用了。1～5 W 的线绕电阻也经常会用到，在一些特殊的情况下，你可能不得不采用 10～600 W 的铝壳线绕电阻或厚膜大功率电阻。

注意在一些应用中（例如放大器的输入级），可以通过增加电阻的额定功率（尺寸）来减小接触噪声（参见本章后面的噪声章节）。

电阻温度系数（TCR 或 TC）

这个系数告诉人们：当电阻的温度变化时电阻值的改变量。电阻温度系数（TC）的典型表示为：温度由标准温度[一般为室温（25℃）]每变化 1℃时电阻变化百万分之几（ppm）。

所以，一个电阻温度系数值为 100 ppm 的电阻，当温度变化 10℃时，对应的电阻值变化为 0.1%。温度变化为 100℃时，对应的阻值变化为 1%（温度的变化必须在电阻的额定温度范围内，比如 −55℃～+145℃，在室温 25℃的条件下测量）。一个正的电阻温度系数表示电阻阻值随着温度的升高而增加，而负的温度系数表示阻值随着温度的升高而减小。

再举一个例子：一个 1000 Ω 的电阻，其温度系数为 +200 ppm/℃，电阻温度升高到 50℃时，电阻值的改变量为百万分之几：

$$(200\ \text{ppm}/^\circ\text{C}) \times (50^\circ\text{C} - 27^\circ\text{C}) = 4600\ \text{ppm}$$

新的阻值为：

$$1000\ \Omega \times (1 + 4600\ \text{ppm}/1{,}000{,}000\ \text{ppm}) = 1004.6\ \Omega$$

电阻温度系数的范围非常广，从 ± 1 ppm/℃到 ± 6700 ppm/℃。

功 率	条件：封闭		分组		风冷		环境温度		温升限制		海拔高度		脉冲作用	
$P = I \times V$ $P = I \times R$ $P = V / R$	%	F1	no.	F2	fpm	F3	℃	F4	℃	F5	ft.	F6	%	F7
	100 90 80 70 60 50 40 30 20 10 none	2.0 1.9 1.8 1.7 1.6 1.5 1.4 1.3 1.2 1.1 1.0	std. brackets: 3, 2 0.5" space: 12, 8, 4, 2 1" space: 12, 8, 4, 2 2" space: 12, 8, 4, 2 1	1.4, 1.3 1.6, 1.5, 1.4, 1.3 1.5, 1.4, 1.3, 1.2 1.4, 1.3, 1.2, 1.1 1.0	1500 1400 1300 1200 1100 1000 900 800 700 600 500 400 300 200 100 still	0.27 0.28 0.29 0.30 0.32 0.35 0.40 0.50 0.60 0.70 0.80 0.90 1.0	300 200 100 50 25	6.6 5.0 4.1 3.2 2.7 2.2 1.9 1.6 1.4 1.3 1.2 1.1 1.0	40 50 100 200 300	13.0 10.0 8.0 7.0 6.0 5.0 4.0 3.0 2.5 2.0 1.75 1.5 1.4 1.3 1.2 1.1 1.0	100 90 80 70 60 50 40 30 20 10 5 0	1.5 1.5 1.4 1.3 1.2 1.1 1.0 1.0	1000 900 800 700 600 500 400 300 200 100	0.10 0.11 0.12 0.13 0.14 0.15 0.16 0.17 0.18 0.19 0.20 0.25 0.30 0.35 0.40 0.50 0.60 0.75 1.0
P_{idle} ×	F1 ×		F2 ×		F3 ×		F4 ×		F5 ×		F6 ×		F7 =	
在标准空气环境下，功率的耗散是由电路的情况决定的	条件近似为尺寸均匀的金属盒子，则每平方英寸的功率为0.2~0.4W之间		条件是在一个空间中如图所示均匀地排列电阻		可以看做是单一因素。不同的装置有不同的冷却效果		室温加上由于邻近的热源所引起的温度升高		为了增加邻近仪器的稳定性或最大可靠性需要保持低温		海拔高度到5000英尺时都不需要降低额定值		脉冲作用时负载的百分率必须首先由图表和数据确定	

F1		F2		F3		F4		F5		F6		F7
100%		4@2		标准条件		50℃		标准条件				
2.0	×	1.2	×	1	×	1.1	×	1	×	1	×	1
所有因数的乘积等于 2.64，2.64 再乘以 115 W 就得出在空气环境下要求每个电阻的额定功率为 304 W												

图 3.55 电阻额定功率近似值的计算是基于外壳、分组、冷却、环境温度、温升限制、高度、脉冲作用等因素之上的。例如：4个电阻，每个耗散的功率为115 W，等间距地安装，环境温度为50℃。电阻器是完全被封闭的，其他因素都是标准的

在一些要求电阻随温度的变化非常小的应用中指定电阻的温度系数是非常重要。也许需要指定电阻温度系数的应用同样重要(例如电路中的温度补偿)。引起电阻阻值改变的典型因素有两个：耗散功率引起的

温度升高和环境温度的变化。耗散功率、环境温度和电阻温度系数之间准确的关系并不是一个线性函数的关系，而是像一个钟形或 S 形的曲线函数。因此，在非常精密的应用中，必须查看生产厂商的电阻参数表。

在设计电路时，人们不得不问自己，哪种情况下需要高稳定性和低温度系数的电阻？例如，在一个稳定性、精确度要求很高的电路中使用碳化合物电阻就是自找麻烦，因为它的电阻温度系数和公差较大。使用一个电阻温度系数为 50 ~ 100 ppm/℃的较稳定的金属薄膜电阻将会在相当程度上改进稳定性和准确性。精密的薄膜电阻可以大幅度提高精度和减小温度系数（TC 可达 20、10、5 或 2 ppm/℃，精确度可以达到 0.01%）。碳膜电阻相对于金属膜电阻有较高的电阻温度系数，大约在 500 ~ 800 ppm/℃之间。碳膜电阻较容易混在金属膜电阻器中。碳膜电阻在各种主要电阻系列中是比较独特的，因为只有它们的电阻温度系数是负值。它们经常用来抵消其他电路部分的热效应。

注意：一般情况下，使一对电阻的电阻温度系数匹配要比它们自身的实际电阻温度系数更重要。在这种情况下，匹配的电阻可以用来确保工作温度改变时电阻的变化轨迹具有相同的大小和方向。

频率响应

电阻器并不是理想的，它们固有的电感和电容特性可以改变器件的阻抗，特别是所加的交流电压的频率增加时（图 3.56 所示的是电阻器的频率模型）。就是这个原因，电阻就有可能像一个 RC 电路、一个滤波器或一个电感那样工作。有电感和电容特性的最主要的原因是电阻元件在设计时内在的缺陷以及电阻的引线。对于螺线或线绕电阻来讲，感抗和容抗是由于螺线或线圈环以及环间的空间引起的。对于脉冲应用，这些电抗导致脉冲失真。一个 20 ns 的脉冲对于一个线绕电阻可能会完全消失，然而对于一个金属膜电阻由于其优越的设计脉冲几乎不失真。随着频率的增加，电抗问题就会变得更普遍。

即使电阻的频率范围是与应用有关的，但电阻器的典型频率范围是一个最高频率，在此频率下阻抗与电阻的差值比电阻公差大得多。对于一个专门设计的 500 Ω 电阻典型的电感值小于 1 μH，对于 1 MΩ 的电阻典型的电容值小于 0.8 pF。典型的高速上升时间电阻的上升时间为 20 ns 或者更短（上升时间是一个与电阻对阶越或脉冲输入响应相关的参数）。

线绕电阻因为它们内部的绕线导致频率响应差而声名狼藉。在合成物电阻器中，频率响应也受到许多存在于电介质夹板中导电粒子形成的电容的影响。大多数在高频率下工作稳定的电阻都是薄膜电阻。薄膜电阻的阻抗直到 100 MHz 左右仍保持为常量，在更高频率下阻抗降低。通常，直径较小的电阻具有较好的频率响应。大多数高频率电阻器的长度 - 直径比值为 4:1 到 10:1。厂商经常提供参数表来显示电阻器的频率响应。阻抗分析也有助于为电阻的频率响应建立模型。

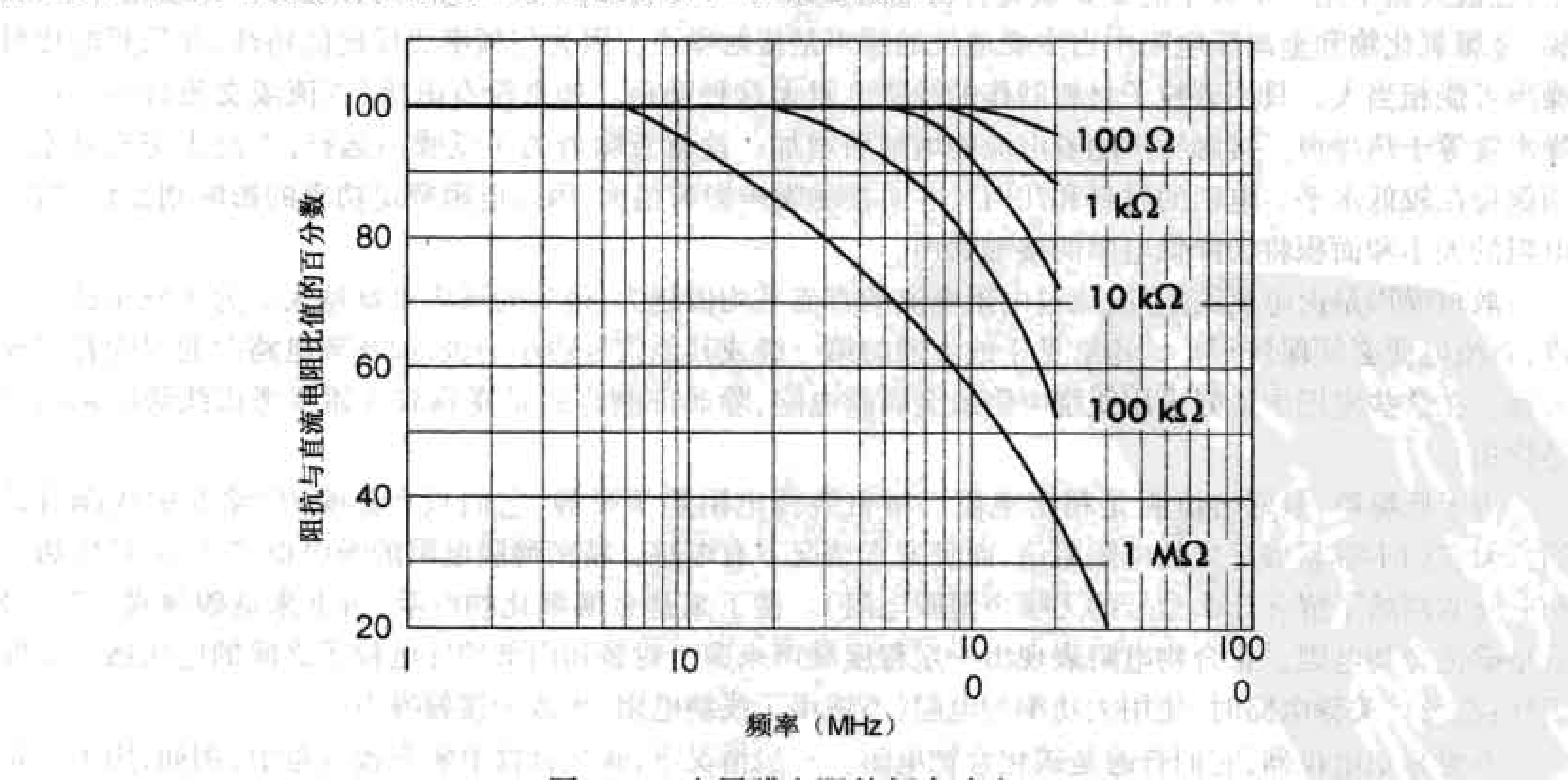


图 3.56 金属膜电阻的频率响应

噪声

在给电阻加直流电压时,电阻会以非常小的交流电压起伏的形式表现出电噪声。准确地测量噪声是非常困难的,而且噪声对电阻器的阻值无影响,但对微弱的信号、数据放大器、高增益放大器和其他应用有不良的影响。电阻的噪声是所加电压、物理尺寸和材料的函数。总噪声是约翰逊噪声、电流噪声、断裂噪声、接头接触噪声及导线噪声之和。对于可变电阻,噪声也可能是由滑动片沿着电阻元件向前简短的跳跃引起的。

电阻的噪声有三种主要类型:热噪声、接触噪声和散粒噪声。热噪声主要取决于温度、带宽和阻值。而散粒噪声取决于带宽和直流电流的平均值。接触噪声取决于直流电流的平均值、带宽、材料几何尺度和类型。下面是多种电阻器噪声的简明概述。

约翰逊噪声是和温度有关的热噪声。热噪声又称"白噪声",因为在所有的频率噪声水平是相同的。热噪声的大小 V_{rms} 与电阻值及热振荡决定的电阻温度有关:

$$V_{RMS} = \sqrt{4kRT\Delta f}$$

这里 V_{rms} 是噪声电压的方均根值(单位:伏特),R 是电阻值(单位:欧姆),k 是玻尔兹曼常数(1.38×10^{-23} J/K),T 是温度(单位:开尔文),Δf 是所测得的噪声能量的带宽(单位:赫兹)。对于电阻,不管其材料是什么(碳膜、金属膜等),如果阻值相等则热噪声也相等。降低热噪声的唯一办法就是减小阻值。这就是在放大器的输入级尽量避免使用 10 MΩ 电阻的原因。

电流噪声和频率成反比,是流过电阻的电流和电阻阻值的函数,如图 3.56 所示。电流噪声的大小和电流的平方根成正比。电流噪声的大小通常用噪声指数来表示,即电流噪声电压的方均根值(V_{rms})与指定热点温度时流过电阻的特定恒稳电流所引起的电压平均值的比值。

$$\mathrm{NI} = 20\lg\left(\frac{\text{噪声电压}}{\text{直流电压}}\right)$$

$$V_{RMS} = V_{dc}\times10^{\mathrm{NI}/20}\sqrt{\lg(f_2/f_1)}$$

这里 NI 是噪声指数,V_{dc} 是电阻两端的直流压降,f_1 和 f_2 表示噪声计算的频率范围。噪声的单位是μV/V。在高频时,电流噪声相对于约翰逊噪声所占比例很小。

接触噪声与电阻的材料和尺寸有关的常数成正比,并且正比电流的直流平均值。例如在相同的条件下,在放大器中用一个大个的 2 W 碳化合物电阻要比用一个同样的 1/2 W 电阻的性能好。在碳化合物、碳膜、金属氧化物和金属膜电阻中占主要地位的噪声是接触噪声。因为与频率成反比的特性,在低频时接触噪声可能相当大。只用碳粒子材料制作的线绕电阻无这种噪声。如果没有电流(直流或交流)流过电阻,噪声就等于热噪声。接触噪声随着电流的增加而增加。这就意味着为了低噪声运行,直流或交流电流必须保持在较低水平。电阻的材料和几何尺寸对接触噪声影响很大,因此电阻额定功率的影响则加倍,增加电阻的大小和面积将会降低电阻的接触噪声。

散粒噪声是由电流决定的,流过电阻电流的直流平均值越大,得到的噪声也就越大。为了减小这类噪声,直流电流必须保持很小。这常见于放大器的第一级或其他信号弱小的级,如音频电路中的混响补偿放大器。在这些应用中最好采用线绕电阻或金属膜电阻,除非你制作的是高频放大器要考虑线绕电阻的电感作用。

为了低噪声,最好的电阻是精密电阻。精密绕线电阻趋于平静,它们只有热噪声(除非引线端有缺陷),但它们不容易满足大的电阻阻值,而且通常情况下有电感。精密薄膜电阻的噪声也非常小(可以通过制造商的网站了解有什么型号的无噪声薄膜电阻)。接下来是金属氧化物电阻,再下来是碳薄膜电阻,最后是碳化合物电阻。化合物电阻表现出一定程度噪声来源于封装和内部的导电粒子之间的电接触。需要记住:在设计关键电路时,使用大功率的电阻(不适用于线绕电阻)来减少接触噪声。

不要忘记电位器,它们普遍是碳化合物电阻。一般情况下,碳化合物电阻有较大阻值(例如,用于音量控制的 1 MΩ 电阻),它们是放大器中主要的噪声源。为了低噪声,考虑到成本最低,额定功率最大,可采用导电塑料电位器。

电阻的电压系数

电阻值并不是总与所加的电压无关。电阻的电压系数是：在额定电压的 10%时，每单位电压改变量所对应的电阻值改变量的百分数表示。电压系数由下式给出：

$$电阻电压系数 = \frac{100 \times (R_1 - R_2)}{R_2(V_1 - V_2)}$$

即式中的 R_1 是电压为额定电压 V_1 时的阻值，R_2 是电压为额定电压 10% V_2 时的阻值。电压系数和碳化合物及碳薄膜电阻的种类有关，是电阻值和电阻材料成分的函数。

稳定性

稳定性定义为：在参考温度下随时间变化电阻处于不同的工作状态和工作环境的情况下电阻测量值的重复性。稳定性是很难说明和测量的，因为它与应用有关。通常情况下，用线绕电阻和金属膜电阻设计的电路稳定性最好，而用化合物电阻设计的电路稳定性最差。为了最高的电阻稳定性，最好是在限制温度升高和限制负载的情况下让电阻工作在临界状态下。温度的交替变化会引起阻抗的变化。温度变化范围越大、变化越快，阻抗的变化越大。如果太严重，就会损坏电阻。湿度会引起电阻的绝缘膨胀，给电阻施加一个压力，从而也会改变电阻。

可靠性

可靠性是一个电阻完成我们所期望功能的可能性的程度。典型的评价是两次故障出现的平均时间或者 1000 小时运行时间内的失败率。对于大多数的普通用途来说，可靠性通常情况下不是一个重要的规格。它通常出现在一些重要应用中，比如军事应用中。

额定温度

额定温度是电阻能够使用的最高温度。一般情况下使用两个温度，一个是满负载时的温度，比如 +85℃，负载降到无负载时的温度为 +145℃。温度范围可能会给出，例如 -55℃ ~ +275℃。

3.5.5　电阻的种类

随着新技术的不断发展，目前电阻的工艺有很多种。主要的工艺包括：碳膜，金属膜，厚膜，薄膜，碳化合物，线绕式和金属氧化物等。当你在一个实际应用中选择电阻时，通常要明确需要的是一个精密电阻，还是半精密电阻，是通用电阻，或者是大功率电阻。

精密电阻具有较低的电压和功率系数，很好的温度和时间稳定性，以及低的噪声和非常小的电抗。这些电阻通常采用金属薄膜或线绕结构，并特别设计为具有相当严格的电阻公差。

半精密电阻比精确电阻小，并主要用于限制电流和分压作用。它们有长期的温度稳定性。

通用电阻用在不需要严格的电阻公差或长时间稳定性的电路中。对于通用电阻，最初的阻值变化可能在 5%左右，在满功率时阻值的变化可能接近 20%。一般通用电阻具有较高的电阻系数和较高的噪声。

大功率电阻可用于电源、控制电路以及能接受 5%的运行稳定性的分压器中。大功率电阻也可以采用线绕和薄膜结构。薄膜类型大功率电阻的高频稳定性具有优越性而且在相同尺寸下比线绕电阻的阻值大。

以下给出各种常用电阻的不同细节之处。

精密线绕电阻

精密线绕电阻是人工制造的非常稳定的高精度电阻，是将镍铬合金线绕在有玻璃质涂层覆盖的陶瓷管上而制成的。它们被设计为具有非常低的温度系数（低到 3 ppm/℃），并且达到 0.005% 精确度。通常期望它们工作在 85℃到 125℃的温度范围，最高工作温度为 145℃。在额定温度和负载下，精密线绕电阻的使用寿命通常为 10 000 小时，但如果工作温度低于额定温度，则使用寿命会有所增加。在这种条件下阻值允许变化量为 0.10%。精密线绕电阻的噪声非常小，只有接触噪声。功率容量通常较小，但也有带散热器的大功率精确线绕电阻。

因为绕线的特性,这些电阻具有电感和电容的结构。不管其阻值多大,它们在较低频率时为电感性,而在较高的频率时具有电容性。它们同样具有共振频率(Q 值很低)。因此,它们不适合在高于 50 kHz 的频率下使用,更不用考虑在 RF 中的应用。精密线绕电阻不用于普通用途,而是专门用于高精度的直流应用,例如用于高精度的直流测量设备以及稳压器和译码网络中的参考电阻(注:某些特定的精密线绕电阻被制造商列为"HS"类型的线绕电阻)。这些电阻采用特定的绕线方式,从而可以减小线圈的电感。有两种不同类型的"HS"绕线电阻:一种几乎是零电感但却增大了线间电容,另一种电感和电容都很小非常适用于高速放大器。

一旦考虑最好的和最稳定的电阻,精密线绕电阻现在有了一个竞争对手——精密薄膜电阻,它们几乎在所有方面都可以和精密线绕电阻匹敌。

大功率线绕电阻



大功率的线绕电阻与精密线绕电阻相似,只不过被设计为能承受大得多的功率。它们单位体积所能承受的功率比任何其他种类的电阻大得多。一些功率特别大的电阻就像加热元件,需要某种方式的冷却(例如,风扇冷却或浸泡在矿物油或高密度的硅化脂液体中)。这些电阻器是以线圈的形式缠绕在某些物体上的,如陶瓷管、陶瓷棒、阳极化铝或玻璃纤维轴等。线绕的轴心是由高导热材料制成(滑石、铝、氧化铍等)。它们被做成各种形状(椭圆的、平板形、圆柱形),绝大部分的形状设计都是为了热消散。有底盘的线绕电阻一般为缠绕在陶瓷轴心上的圆柱形大功率线绕电阻,压入有热辐射翅的铝制散热器内。为了更好地导热,它们被设计安装在金属板或底座上,从而使额定功率是普通情况下额定功率的五倍。大功率的线绕电阻器有各种不同的精度和电阻温度系数等级。

金属薄膜电阻

在包含快速上升时间(微秒)和高频(兆赫兹)的应用中,金属薄膜电阻通常是最佳选择。而且它们非常便宜、尺寸较小(例如表面安装型)。金属薄膜电阻被认为是所有电阻中综合性能最好的电阻。这类电阻曾经被认为在精度和稳定性方面都比线绕电阻差,经过技术改进,具有特别高精度的金属薄膜电阻,其温度系数可以低到 20,10,5,甚至是 2 ppm/℃,精度可达 0.01%。与线绕电阻相比,它们的电感小得多,尺寸也更小,价格也更低。与碳膜电阻相比,具有更低的电阻温度系数、更低的噪声、更好的线性、更好的频率特性和精度。在高频率特性方面,金属膜电阻也优于碳膜电阻。然而,碳膜电阻具有更高的最大阻值。

金属薄膜电阻是用碱金属制成的,将金属在真空中蒸发然后沉积在陶瓷棒或片上。通过仔细的调整金属薄膜的宽度、长度和厚度来控制电阻值。制作过程是非常严格的,制造出的电阻才具有非常精密的公差。金属薄膜电阻广泛地用在表面安装技术方面。

碳薄膜电阻器

碳薄膜电阻是最普通的电阻。它们是在陶瓷衬底上涂(浸渍、卷、印制或喷雾)特殊的碳混合物薄膜而做成的。碳膜厚度和碳混合物的比例粗略地控制着阻值。为了使阻值精确可以将陶瓷片裁切成规定的长度。为了更精确,将在涂层上刻出螺旋槽,如图 3.53 所示。制作碳薄膜可供选择的方法还有用机械的方法将碳粉撒在聚合体上。原材料涂在刻有螺旋槽的衬底上然后在适当的温度下进行处理。

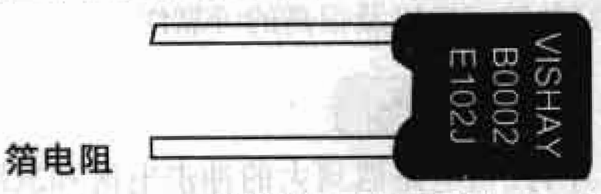
具有 1%公差的碳薄膜电阻具有人工螺旋刻槽,具有与金属薄膜电阻一样的电压负载限制。尽管这些电阻使用得非常普遍,但是它们有漂移(电阻温度系数在 500~800 ppm/℃),而且如果电路中已使用了金属膜电阻就不应再使用碳膜电阻。换句话说,在制作电路和更换元件时不要把这两种电阻混合使用。碳薄膜电阻和碳化合物电阻在很多方面具有相同的特性,例如有噪声和电压系数;碳膜电阻有较低的电阻温度系数和较小的公差,比碳化合物电阻优越。电阻的类型包括通用型、过孔型和表面安装型。也有一些专用的类型,如大功率、高电压和可熔型电阻。公差可以达到 1% 甚至更高,但在对这类电阻的公差要求高时必须谨慎,由于电阻温度系数、电压系数和稳定性的原因,这个公差只是意味着安装时的公差较好。碳膜电阻的温度系数值在 100~200 ppm 左右,一般情况下是负值;频率响应是属于最好的几种电阻之一,远好于线绕电阻,也好于碳化合物电阻。

碳化合物电阻

尽管碳化合物电阻应用不如以往那样普遍,但仍然在一些不太重要的应用中使用。它是由碳粒子和黏合剂混合构成的。阻值由碳成分的浓度控制。将混合物做成圆柱形,再经过烘焙硬化。引脚安装在圆柱体两端的轴线上,最后整体装入保护壳中。碳化合物电阻是廉价的,并且在阻值为 1 MΩ 时噪声较小。通常情况下,这类电阻的额定温度为 70℃左右,额定功率 1/8 ~ 2 W。它们有端到端的旁路电容,在 100 kHz 频率附近时,特别是阻值大于 0.3 MΩ 时应该注意这个问题。

然而,由于碳化合物电阻公差较大——5% ~ 20%,所以碳化合物电阻不能用在关键场合。由于它们自身结构的原因,碳化合物电阻会产生相当大的噪声,噪声由阻值和它们的物理尺寸决定(虽然当电阻大于 1 MΩ 时噪声很低)。

尽管碳化合物电阻有许多特性不太好,但在过电压的条件下它们却表现良好。在严重的过电压条件下,金属膜电阻的螺旋槽会被击穿(击穿使电阻短路、并烧坏自身),但碳化合物电阻则不会如此脆弱。一个碳化合物电阻用了大块的电阻材料因此能在短时间内承受大的过载而无火花(短路)出现。因此如果你计划将一个高压电容与电阻串联放电,而公差等参数不重要时,碳化合物电阻是一个不坏的选择。碳化合物电阻单位尺寸的功率承受能力比精密线绕电阻大,但比大功率线绕电阻小。

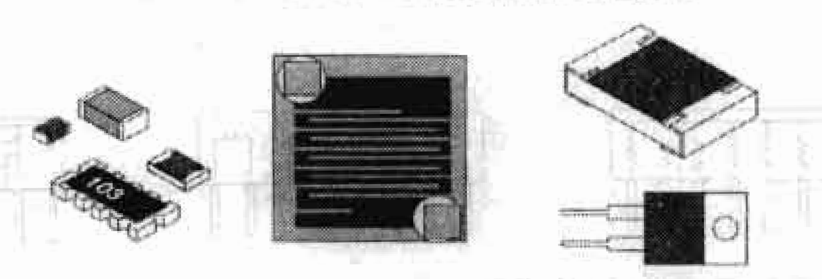


箔电阻

箔电阻和金属薄膜电阻的特性相似,但它们具有更好的稳定性和更低的电阻温度系数(接近精密线绕电阻),精度与金属膜电阻差不多。高精度电阻的公差可以达到0.005%,电阻温度系数可达到0.2 ppm/℃。它们最主要的闪光点是极好的频率响应。金属箔电阻的制造是将与精密线绕电阻的电阻丝相同的金属材料碾扎成薄的带状金属箔。把这种金属箔黏合在陶瓷衬底上,然后再蚀刻成所要求的大小。它们主要的缺点是对高阻值的限制,它的最大阻值小于金属膜电阻。

灯丝电阻

灯丝电阻除了没有陶瓷外壳包裹之外,和"船型电阻"相似。个别的电阻器的元件涂有绝缘材料,一般情况是高温漆。它们被用在公差、电阻温度系数、稳定性不是很重要但成本很重要的应用场合。这类电阻的造价稍高于碳化合物电阻,但有关电特性比碳化合物电阻好。



薄膜和厚膜电阻

薄膜电阻器是在氧化铝衬底上沉积一层极薄的镍化镉薄膜(厚度小于 1 μm),而用镍化铜材料做导电电极。薄膜技术提供了极高的精确性和稳定性(精密的公差和较低的电阻温度系数)。但是,由于电阻材料的质量很小,抗冲击的能力有限。薄膜电阻被设计成很小的表面安装器件用于印制电路板设计,同时也经常可用在微波功率端子、微波电阻功率分配器和微波衰减器。

与薄膜电阻相比厚膜电阻采用二氧化钌作为厚膜材料,用钯化银做电极材料。这些材料和玻璃材料混合制成糊状涂在衬底上。涂层材料的厚度一般为 12 μm。厚膜电阻也有相当好的精确性和稳定性,这方面可能近似于薄膜电阻。但是其抗冲击能力远优于薄膜电阻一到两个数量级。厚膜电阻有两管封装和表面安装形式。一些厚膜电阻被设计为大功率电阻。

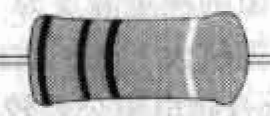
薄膜和厚膜技术都在不断改进,所以表明它们的所有特性是困难的。最好的办法就是参考厂商参数表以获得详细的数据。

大功率薄膜电阻

大功率薄膜电阻与它们相应的金属膜电阻及碳膜电阻的制造相类似。它们被制成大功率电阻,额定

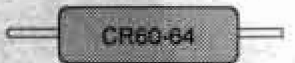
功率则成为重要的特性。大功率薄膜电阻比大功率线绕电阻的最大功率值高,并且具有很好的频率响应。它们通常被用在要求频率响应好以及阻值较大的应用中。它们被用于大功应用中,这些应用的公差大,额定温度是变化的,所以在满负载的条件下也不会超过最大设计温度。而且,这种电阻的物理尺寸较大,在一些情况下采用导热材料制成轴心安装在散热片上以提高散热效果。

金属氧化物电阻(大功率金属氧化物薄膜电阻,阻燃电阻)



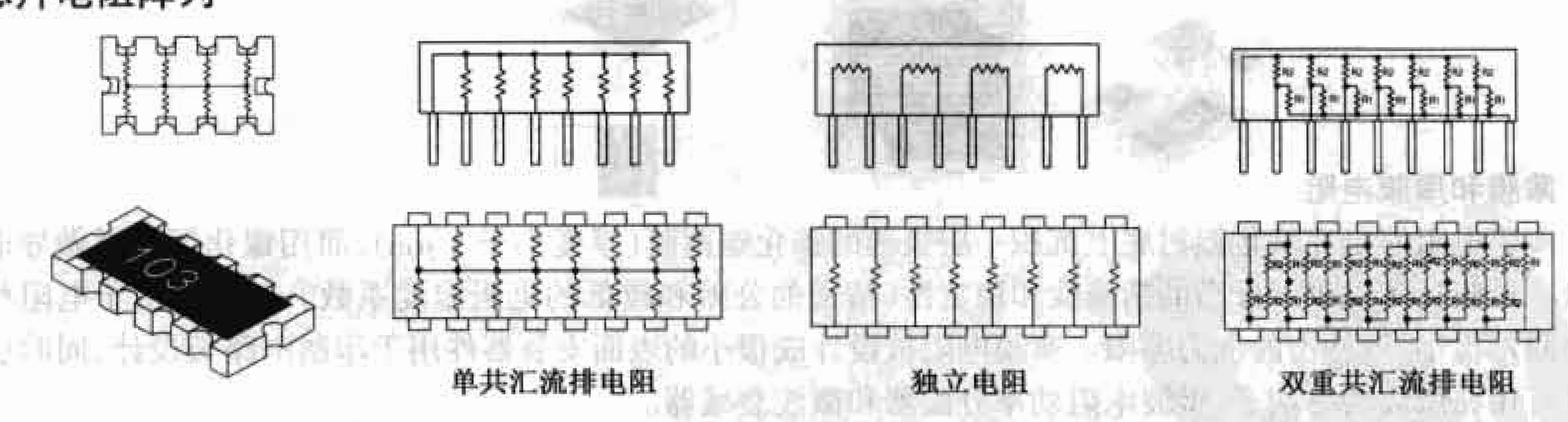
金属氧化物电阻是用蒸发或喷射氯化锡溶液到加热的玻璃或陶瓷棒表面使之氧化而制成的。通过在所产生的氧化锡薄膜上切刻螺旋线来调整其电阻值。这些电阻器能在高温和超载时维持,并具有中等的精确特性。这类电阻包括大功率型、轴向通孔防火型和表面安装型。轴向电阻为蓝色或白色的,这类电阻的外壳与其内部一样是防火的,可以抵御外部热量和潮湿。在一些应用中,金属氧化物电阻可以替代碳化合物电阻。它们在脉冲功率的应用中是理想的。小型的金属氧化物功率电阻的功率范围为 0.5 ~ 5 W,标准公差为 ±1% ~ ±5%,电阻温度系数大约为 ±300 ppm/℃。金属氧化物电阻可用于通用的分压器、RC 计时电路、上拉和下拉电阻,以及脉冲电路中的应用(例如,RC 缓冲电路,限制电流电路、过载地线等)。它们的最大阻值也远大于线绕电阻。一般情况下,它们在电方面和机械方面有很好的稳定性以及很高的可靠性。

可熔电阻(碳化合物电阻,大功率氧化物电阻,金属膜电阻)



可熔电阻器充当电阻和熔断器的双重角色。可熔电阻被设计为:当电路遇到大的冲击电流和故障时可使电阻开路(熔断)。它们被做成特殊的螺旋形以提供具有阻燃涂层的可熔特性。熔断电流可以通过计算熔化电阻材料所需的能量得出(溶解温度加上使电阻材料蒸发时所需能量)。这些电阻比一般的精密电阻或大功率电阻变热快得多,所以瞬间的冲击就会使电阻元件达到熔化温度。有些设计在电阻的内部创建一个热点以帮助其熔化。在使用可熔电阻时主要的未知因素是材料的传热情况,这对脉冲持续时间长的情况非常重要,并且非常难以计算的。可熔电阻的安装是非常关键的,因为它影响到熔断电流。为了更精确的熔断特性,很多可熔电阻设计为需要安装在保险丝的夹头中。可熔电阻有多种类型,包括碳膜、金属膜以及线绕可熔电阻。可熔电阻广泛地应用于恒电压电路以及在电池充电器、电视机、无绳电话和 PC/CPU 的冷却设备等电路中起到过载保护的作用。与传统的保险丝一样,也分快速熔断和慢速熔断两种类型。

芯片电阻阵列



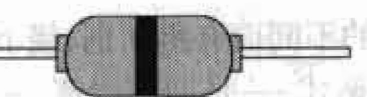
单共汇流排电阻　　独立电阻　　双重共汇流排电阻

电阻阵列是在一个衬底上制作的两个或多个电阻元件的任意组合。电阻元件可以使用厚膜或薄膜技术制作。这些电阻元件排列在 SIP 和 DIP 封装中,也可以封装在有软焊接端子的表面安装芯片中。有各种的电路排列,包括独立电阻、单共汇流排电阻、双重共汇流排电阻。在空间、质量和成本要求较高时,电阻阵列被广泛应用。电阻阵列的公差为 1% ~ 5%,温度系数为 50 ~ 200 ppm,功率与类似尺寸的单个电阻相同。

水泥电阻

水泥电阻被设计为大功率电阻,具有一定的可加热性和耐火性。典型的额定功率范围为 1 ~ 20 W 或者更大。公差大约为 5%,额定的电阻温度系数大约为 300 ppm/℃。

零欧姆电阻器(零欧姆跳线)



零欧姆电阻只不过是在印制电路设计中,一个用于永久跨接或计划跨接(手控开关)交叉电路的金属丝。它们看起来像一个在中央涂有黑道的二极管,不要和二极管混淆,二极管的条纹靠近它的一个端头。一条黑道的含义的是 0 Ω。使用零欧姆电阻相对于简单导线连接的优点包括:电路的机械化安装操作方便、很低的跨接电容(适用于高速数据线)、小的覆盖区、全面改进 PCB 的特性。

3.5.6 可变电阻器(可变电阻,电位器,微调电阻)

可变电阻通常称为电位器,因为它们的一个主要用途是作为可调分压器。很多年以来它们也被称为音量控制器,因为它们的另一个主要的用途是用于扩音器和收音机、电视机的音量调节。对于本质上是相同的元件,早期还有一个名字叫做可变电阻器(当它被简单地用做一个可变电阻时),意味着用于调整电流,如图 3.57 所示。

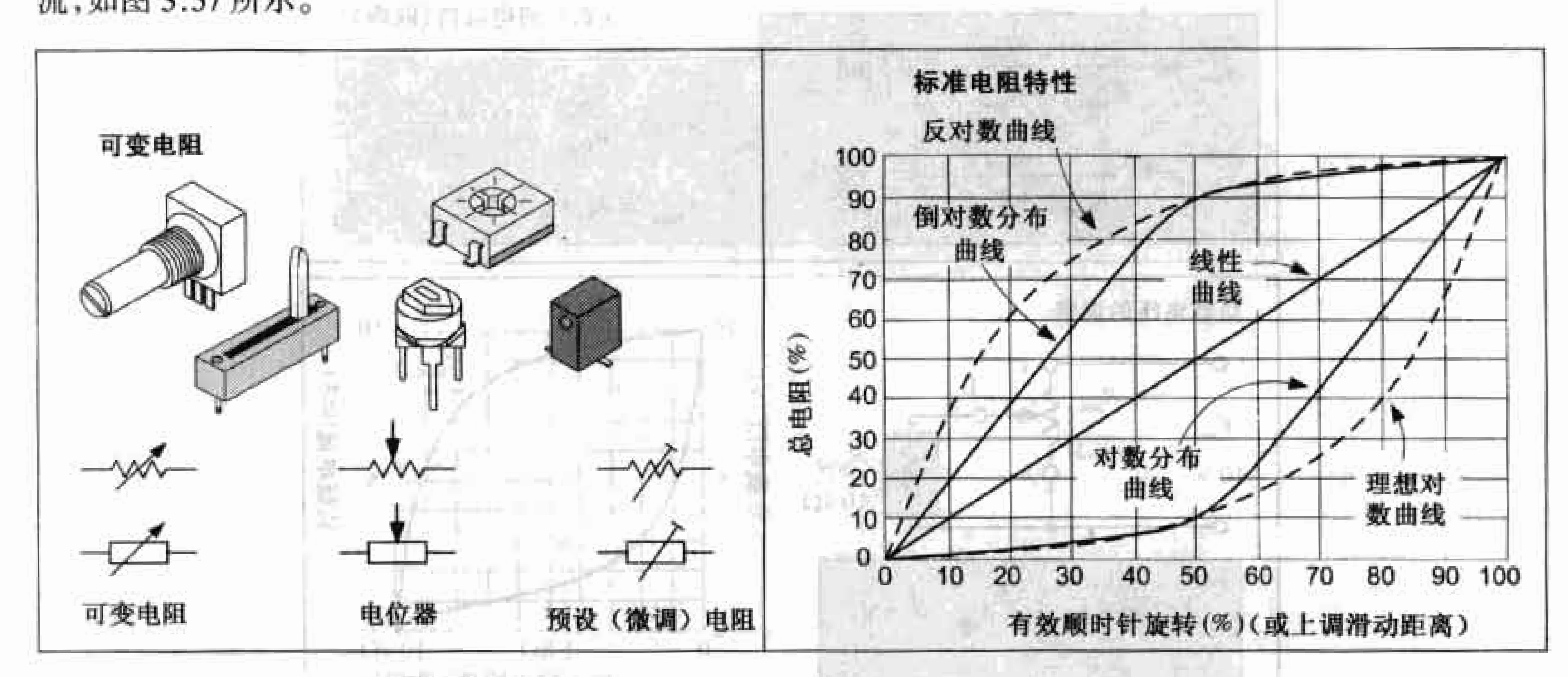


图 3.57 可变电阻及其特性

电位器可以采用不同的电阻元件,做成不同的物理形式。一些电位器被设计为:通过控制旋钮经常手动调节的电位器,而另一些则被设计为:仅偶尔用螺丝刀(或类似工具)微调一个电路的电位器。后者通常被称为预调整电位器或简称为调整电位器。大部分的旋转电位器被制成能旋转 270°——3/4 圈。然而这种有限的调整范围很难进行精确调整。因此多圈电位器应运而生。这种电位器有一个螺旋状的电阻元件,触头可沿着控制轴旋转多圈(典型的是 10 圈或 20 圈)。这种电位器可以调整到阻值范围内的任意值。多圈旋转电位器比单圈电位器贵得多。对于要求对数响应的应用(例如音频应用),可以用一个对数电阻分布特性的电位器,与之相对的有线性电阻分布特性的电位器(实际上大部分的对数电位器不是真正的对数响应,如图 3.57 所示,设计一个便宜的对数电位器很困难,但制作一个近似对数响应的电位计就没有那么贵了)。反对数和倒对数电位器也是有的——这些将在下一节电位器的特性中介绍。

调整电位器可以做成圆形,多圈圆形,直线滑动型和多圈直线滑动型。廉价的品种通常采用开放结构,电阻元件和滑动触头完全暴露在外,因此很容易被灰尘和湿气污染。高质量的调整电位器通常被密封在一个塑料壳中。一些多圈调整电位器用一个蜗杆驱动圆形元件,而另一些则使用带有导蜗杆驱动滑动触头的线性元件。这两种电位器都减小了驱动使间隙很小,能提供平滑而精确的调整。

电位器可以组合起来,采用一根共同的主轴进行驱动。这样的电位器称为同轴电位器。通常,只是两个电位器这样组合使用,但也可能将多个进行组合。具有对数电阻分布特性的双联电位器经常用在立体声系统的扩音器上,在那里有两个不同的信号。

制作电位器的材料种类很多,例如:碳,金属陶瓷,导电塑料和金属丝。许多适用于固定电阻的特性也同样适用于同样性质的可变电阻(参阅固定电阻器特性一节)。电位器独有特性(例如分辨率,电阻分布特

性,跳通、跳开电阻,接触电阻)依据制作材料的不同而有所区别,接下来我们将讨论这些特性。

电位器在电子技术中的应用主要有两种形式,一是调整电流,一是调整电压。图 3.58 展示了每种形式的基本电路结构。

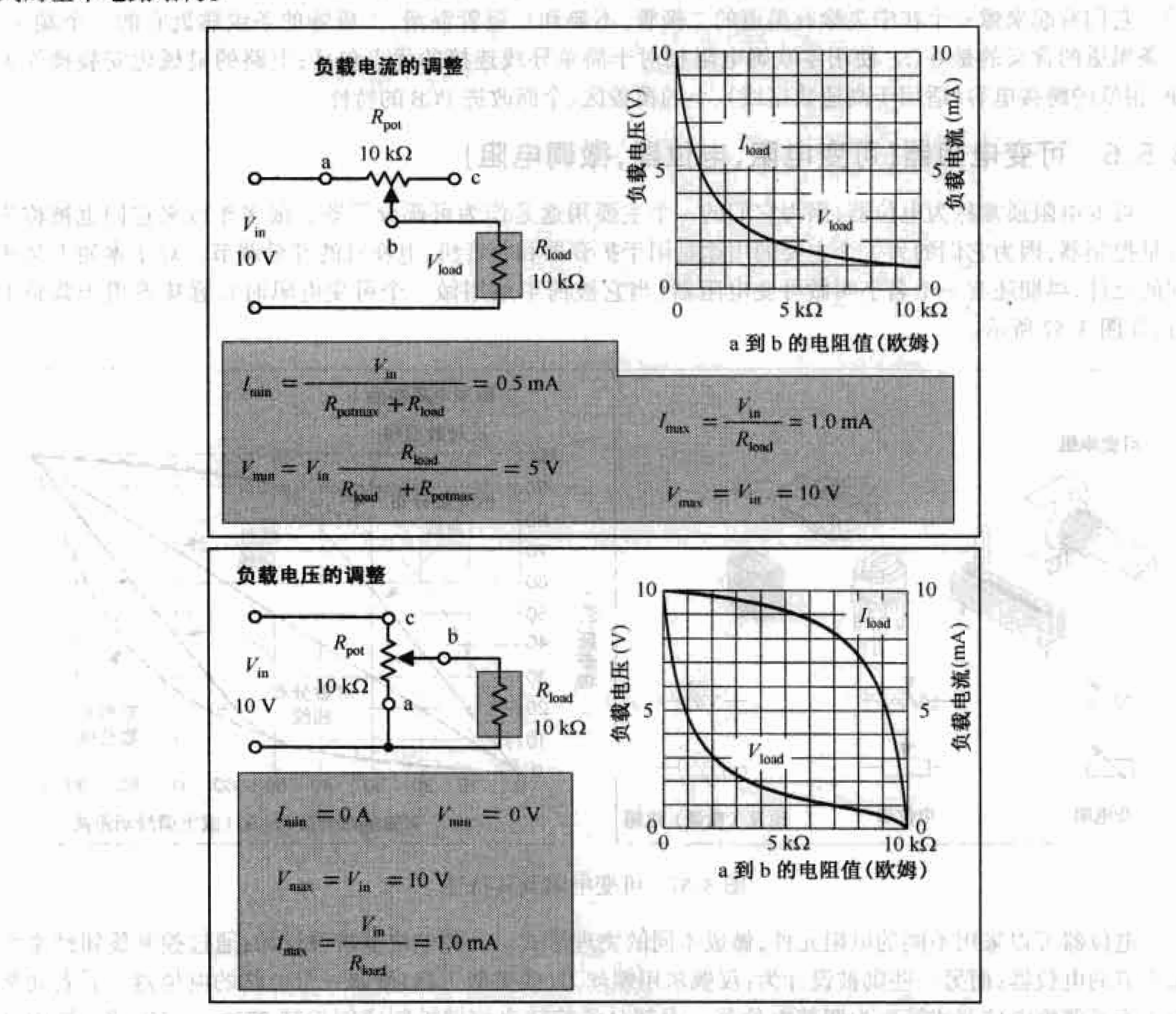


图 3.58 电位器的基本电路

调节负载电流:这里一个电位器的可变电阻元件(a 到 b)和一个负载进行串联。调节电位器的手动控制柄就可以改变负载电流。电流与电位器电阻的函数关系为:

$$I = \frac{V_{in}}{R_{pot} + R_{load}}$$

注意:在图中电流曲线与电压曲线形状类似。图中的公式给出了负载两端的最大电压和最小电压及流过负载的最大电流和最小电流。其中 R_{potmax} 表示电位器的最大电阻——在这个例子中它的值是 10 kΩ。

调节负载电压:第二个电路图实质上是一个可变分压器,用于调节负载电压。注意:在这个图中,负载电流的下降速度没有前一个结构中的快。事实上,当电阻值从 0 变为 5 kΩ 时电流仅仅从最大值下降了 1/10。然而,从 5 kΩ 开始电流的下降变得显著了。

3.5.7 电位器的特性

电阻的分布特性

电位器的电阻分布特性有线性的和对数的。线性电位器的触头位置与电阻值之间呈线性关系,例如

触头的位置移动 10%，相应的电阻值也改变 10%（参见图 3.57）。另一方面，一个具有对数分布特性的电位器触头的位置改变时其电阻值按对数关系变化，如图 3.57 所示。

自然，普通对数特性电位器的主要作用是控制一个量使它按照近似对数的方式变化（例如在音频处理中）。线性电位器则用在大多数的其他应用之中。作为一个例子，如果把一个线性电位器用于音量控制，就会遇到一些问题，当电位器从零开始往大调时，被控音量增加得太快，而电位器余下的旋转范围对被控制量的影响不大，也就是说用于音量控制电位器的有效范围被压缩到前 60°，这使它很难调出合适的音量。相反，对数特性电位器则是一个理想的音量控制器，它的对数特性正好与人耳对声音的对数响应相匹配。

实际上现在大部分的对数电阻分布特性电位器并不具有一个理想的对数特性，而是一个近似对数曲线，如图 3.57 所示。制造一个具有理想对数特性的电位器，造价太昂贵了，把两种具有不同成分的电阻元件合成为新的电阻材料则比较便宜。这种电位器满足了音量控制的要求，它是一种近似具有两个斜率的电阻元件，在调节到 50% 左右时发生过渡。也有理想的对数电位器，用线绕元件做成小巧的形式或者通过精细的颗粒模型做的金属元件。

反对数和倒对数分布特性电位器的特性曲线如图 3.57 所示，本质上它与理想对数和对数电位器特性相类似，只是反转或逆时针旋转了一下。目前这些电位器并没有广泛应用，但在特殊用途中它仍有使用。

分辨率

分辨率表示移动电位器的滑动触头所能引起的最小数值变化。线绕电位器的分辨率是非常差的，因为这种电位器的电阻元件是由电阻丝不连续的匝数绕成，滑动触头通常是从其中一匝滑动到另一匝。因此电位器的输出是有规则的小跳跃，每个跳跃对应于一匝电阻元件的电压降。

采用刻蚀金属电阻元件的电位器也存在上述问题。而用碳化合物，热膜碳，或者金属陶瓷制成的电位器分辨率就要好一些，因为这些元件的电阻有较好的连续性。在分辨率要求高的场合，多圈电位器的应用比单圈电位器要广泛得多。有人可能会争论说多圈电位器没有很好的置位能力。下次当你需要一个较好置位能力的电位器时，可以对比一下多圈电位器和单圈电位器。将两个电位器都置为期望的值，用铅笔轻轻敲打电位器，看看哪个保持原位不动。通常人们都期望多圈电位器能好一些，不管它是线性的还是循环的，但事实是，这些想法错了——与单圈电位器相比，多圈电位器有 2~4 倍的误差，因为单圈的机械结构比较平稳。

接触电阻

接触电阻是指在电位器滑动触头和电阻元件之间的接触电阻，它会对电位器的分辨率产生影响。接触电阻还会影响电位器的噪声，电位器在调节时和处于某一固定位置时都会产生噪声。接触方式和电位器所用材料都会影响到接触电阻。例如：许多碳化合物电位器使用一个简单的由镀镍弹簧钢片制成的滑动触头，采用多触点并行接触以减小接触电阻。大功率线绕电位器使用由单一碳块制成的炭刷滑动触头，但是碳块之中掺有铜粉以保证接触电阻尽可能小。金属陶瓷或贵金属制成的高挡电位器通常使用由镀金的青铜或钢制成的多触点弹性金属触头。很多便宜材料制成的小电位器使用凹槽形状的弹性金属接触刷与电阻元件相接触。在不需要经常调节的场合这种电位器也还可以，但是频繁调节会使接触电阻逐渐增加。

跳通和跳断电阻

大多数电位器，无论是旋转的还是直线滑动的，也不管电阻元件是何种类型的，在电阻元件的末端都有金属接触片。滑动触头移动到任何一个端点都会接触和停留在这些金属片上。然而，当滑动触头离开这些端点后，电阻元件就会马上跳通或跳断。理想状态下，在跳通和跳断时电阻的变化值应为零，所以在电位器用于诸如音量控制时没有突变。然而，制造一个没有这种缺陷的电位器并非易事。通常让接通和断开电阻保持在总电阻的 1% 以下。这个值很小，在多数的音频电路以及类似的应用中都无法察觉。

电位器的标签

与电阻元件用一个字符串来表示电阻元件的总电阻值（例如：100 kΩ、1 MΩ）类似，电位器通常也印有

代码字母来表征它的电阻特性曲线。现如今大部分电位器是依照被亚洲制造业组织采用的简化特性编码系统进行标记。

A——对数分布特性

B——线性分布特性

然而,在某些老设备上你可能还可以看到按照早期编码系统标记的电位器:

A——线性分布特性

C——对数或音频特性

F——倒对数分布特性

注意可能混淆的原因。

电位器的注意事项

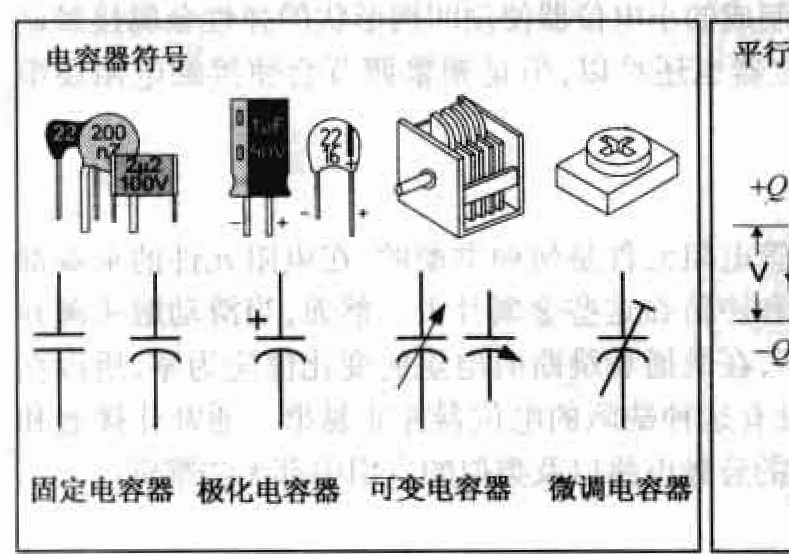
使用时不要超过电位器的额定电流和额定电压。如果在滑动触头和电阻的一个固定端加一恒定压并且调小电阻值,将使触头的电流超过其最大额定值,这时就会烧毁滑动触头。注意大多数可变电阻的额定功率是基于假设:功率是均匀地分布在整个元件上的。如果只需要元件的一半来承受元件的额定功率,那么电位器可能只能坚持一会儿。如果只需要元件的 1/4 来承受相同的功率,电位器会很快烧毁。另外,一些微调电位器没有设定通过触头的有效直流电流。这个直流电流即使是 1 mA 也能引起电迁移,导致断路或噪声,以及不可靠的触头动作。碳电位器没有这种缺陷。

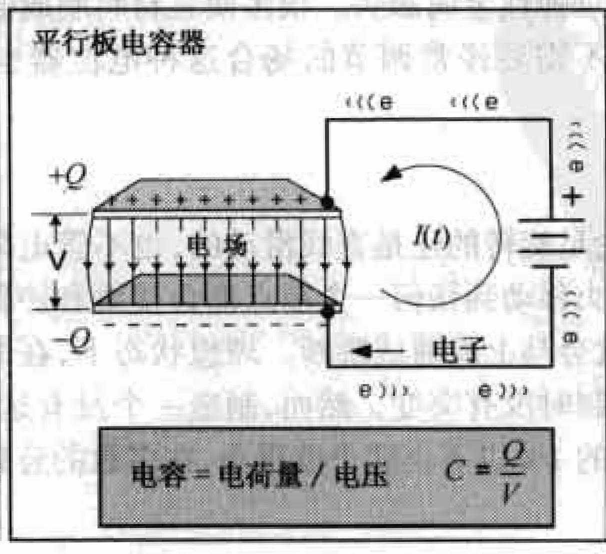
数字电位器

数字电位器和可变电阻基本相似,它的阻值由数字输入端输入的一组数码设定。它的内部电路里有一组数控开关,用于增加或减少多晶电阻元件的个数。根据输入的数码,部分或全部的电阻单元可以被加入串联电路达到期望的电阻值。某些电位器非常先进,允许把滑动触头的位置存储到存储器里。另一些电位器可以用控制信号来使电阻增加或减少一个给定的量,等等。数字电位器可作为三端器件或者两端器件。最普通的是三端器件,这时它就像是一个分压器。作为两端器件使用是把电位器用做电流控制器——例如,控制流过一个二极管的电流。在许多与数字电路接口的模拟电路中使用这些器件是非常方便的。例如放大器,它的增益由反馈网络中数字电位器的电阻值控制。又例如滤波器,数字电位器代替传统电阻来设置截止频率。一旦开始涉及到微控制器,购买一些这类器件是非常值得的。

3.6 电容器

在电子学领域中电容器(参见图 3.59)有很多功能。其中一个主要功能是储存能量,外加电流中的电荷被储存到电容器中,此后又以电流形式释放到电路中。充放电的速度可以用与电容器串联的电阻来控制。这种情况经常出现在大电流放电电路(照相机闪光灯,调速控制器,等等),还可作为小功率的存储器集成电路的后备电源。





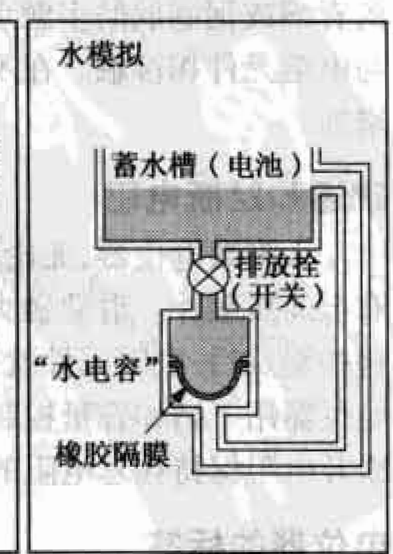


图 3.59 电容器形状、符号与结构

电容器的第二个主要作用是(参见图 3.60)：当把电容器串联到信号通道，它就会屏蔽直流而只允许交流信号通过，这样使用的电容器被称为直流屏蔽或交流耦合电容器。对于直流，电容器的阻抗相当于无穷大，不允许电流通过，即复合信号里的直流成分将不允许通过。然而，对于一个交流信号，电容器的阻抗又变成有限值，值的大小要看信号的频率。理论上，频率越高阻抗越小。因此，串联电容用于耦合两个电路，屏蔽不需要的直流分量，并控制不同频率的信号通过——即可以控制衰减对象。

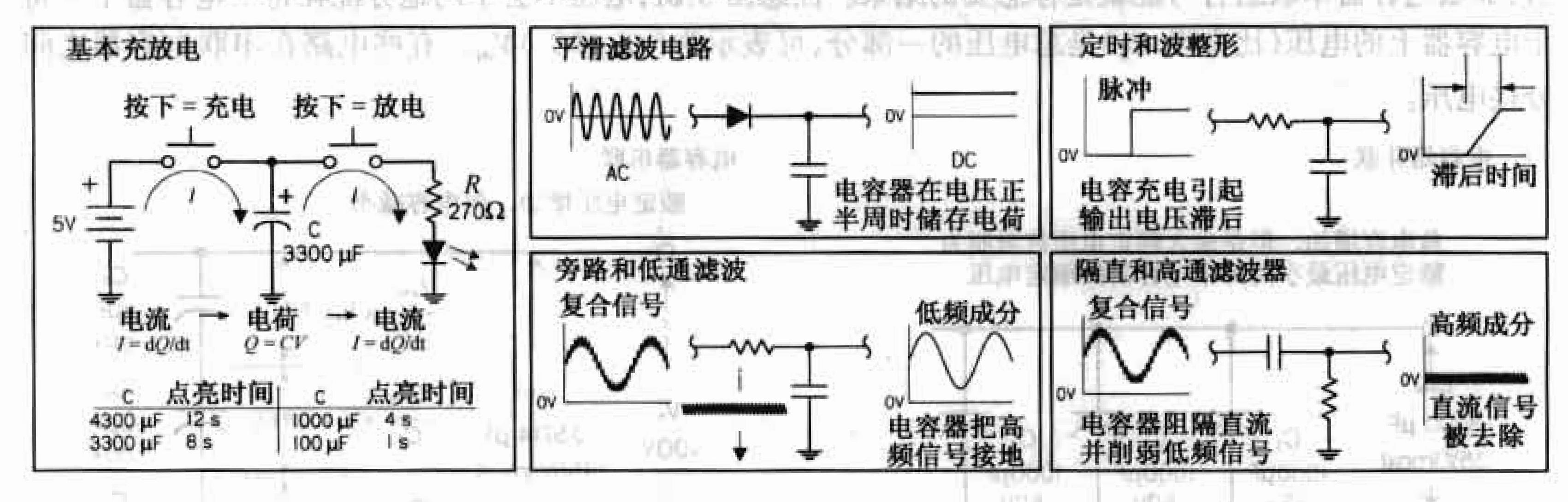


图 3.60　电容器的基本应用

如果把电容器并联到信号通道(例如一端接地)，它的作用与耦合电容器正好相反。这时，它相当于去耦电容器，只允许直流分量通过，把高频信号分量屏蔽——对高频信号电容器就是一个低阻抗的接地通路。这种起分流作用的电容器与特殊电路元件并联屏蔽掉无用的交流分量。去耦和分流装置的作用有：消除随机高频杂波，消除由随机噪声引起的不期望的电源电压波动和消除电路中其他电路元件产生的冲击电流。若无去耦和分流电路，很多灵敏电路，尤其是那些高度集成的数字逻辑集成电路，将会使工作失常。

电容器也可以用在无源和有源滤波电路中，如：LC 谐振电路，RC 谐振电路等。在这些应用当中，外加频率改变了它的阻抗响应。在这一节的随后部分我们将仔细讨论电容器的应用。

3.6.1　电容

在电容器两端外加一个直流电压 V，它的一个金属板充电荷 $Q = CV$，另一个金属板充电荷 $-Q$。其中 Q 是电荷量，单位为库仑(C)，C 代表电容，数值上等于 Q 与 V 的比值。电容的单位是法拉 F(1 F = 1 C/1 V)。一旦电容器充完电，它的电压与电源电压近似相等，这时不再有电流通过——极板的物理分离是引起这个效果的原因。

电容器的容量各不相同，典型的容量范围：从 1 pF(1×10^{-12} F)到 1000 μF(0.001 F)，它的最大额定电压也各不相同，从几伏到数千伏，这要看电容器的类型。

实际上，电容仅仅告诉我们这个电容器能储存多少电荷。例如，在图 3.60 的电路中，4300 μF 的电容器比 100 μF 的电容器能储存更多的电荷，因此将供应更多的能量使发光二极管亮得更久。

3.6.2　电容器并联

电容器并联在一起，它们的电容量增加，跟电阻的串联相类似：

$$C_{tot} = C_1 + C_2 + \cdots C_n \text{（电容并联）}$$

可以直观地认为电容器并联相当于单个电容器的极板表面积增加。非常重要的一点是：电容器并联到一起后允许外加的最大安全电压等于额定电压最小的那个电容器的额定电压。电容值和额定电压通常标在电容器符号的旁边，但是额定电压经常丢失，这时就应根据电路的实际需要计算出这个额定值。

3.6.3　电容器串联

当两个或多个电容器串联到一起，总电容比这一组中任意一个电容都小。等效电容的计算方法和并联电阻的计算方法一样：

$$\frac{1}{C_{\text{tot}}}=\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\cdots\frac{1}{C_n}\text{(电容串联)}$$

电容器串联以后比单个电容器的承压能力要大得多(总的额定电压数值上等于各个额定电压之和),与之相对应的是总电容值下降了——如果单个电容或者电容器的并联组合都不能给你一个理想的电容值,那么电容器串联组合可能就是你想要的结果。注意图 3.61,电压不会平均地分配在每个电容器上。每个电容器上的电压(比方说 C_2)是总电压的一部分,可表示为$(C_{\text{total}}/C_2)V_{\text{in}}$。有些电路在串联电容器之间分接电压。

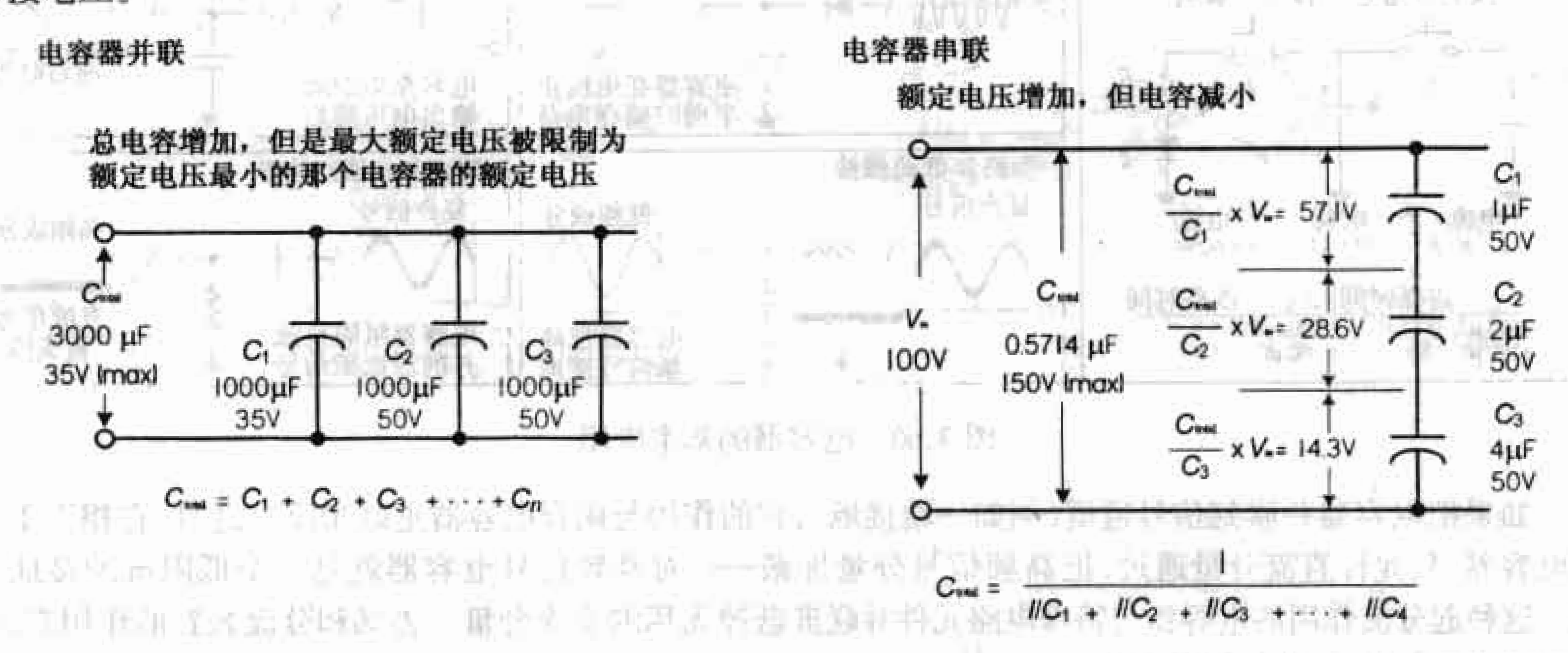
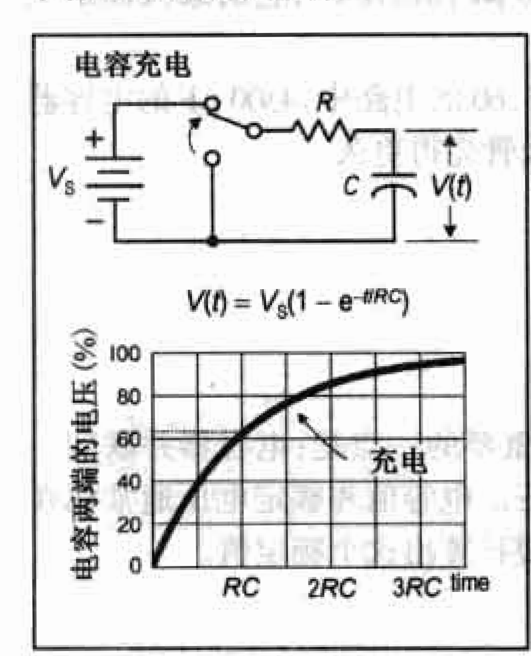


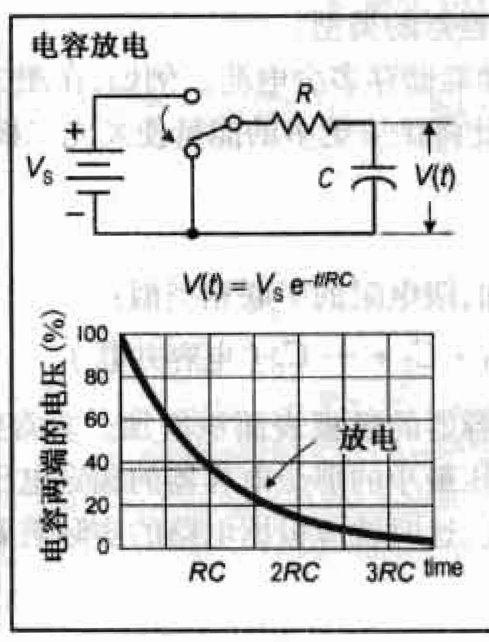
图 3.61　电容的并联与串联

使用时要小心谨慎地确保在串联组合中任何一个器件都没有超过额定电压。如果想让电容器承受更大的电压值,可以给每个电容器并联一个补偿电阻。每伏电压用 100 Ω 的电阻,并且要确保它们有足够的额定功率值。电容器漏电阻对电压分配的影响比电容还要大。在串联组合当中,哪个电容器的漏电阻大,它所承受的电压就最大。增加补偿电阻就能改善此情况。

3.6.4　RC 时间常数

当一个电容器连接到直流电压源上,它瞬间即可充电完毕。同样,如果把已充电电容器用导线短接,它也可以瞬间放电完毕。然而,加上电阻之后,充放电的速率将是指数分布,如图 3.62 所示。在很多应用中,充放电速率都将受到限制,例如,定时集成电路,振荡器,整形电路,小功率放电后备电源电路等。





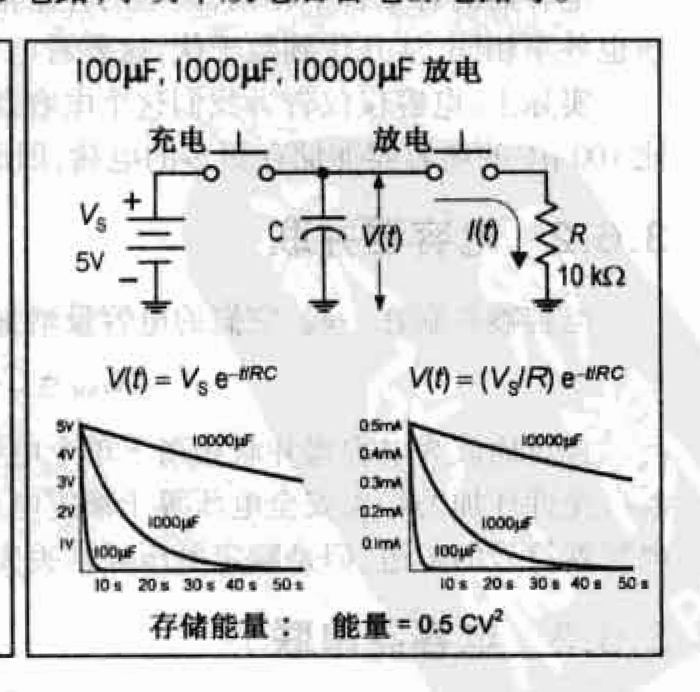


图 3.62　RC 时间常数

通过一个电阻给电容器充电时，电容电压对时间的函数为：

$$V(t)=V_S(1-e^{-(t/RC)})\text{(充电过程)}$$

在这里，$V(t)$是电容电压对时间 t 的函数，V_S 是电源电压，t 是电容加上电源电压之后的任意时刻，e = 2.718，R 是电路电阻(单位欧姆)，C 是电容(单位法拉)，理论上，充电过程是永远不会结束的，但是最终充电电流下降到无法测量的数值。习惯上令 $t=RC$，此时 $V(t)=0.632$ V。RC 被称为电路的时间常数，并且在时间常数后电容充电完成 63.2%。习惯上用希腊字母 τ 来表示时间常数 $\tau=RC$。2 个时间常数之后($t=2RC=2\tau$)，电容器进一步充电到 86.5%。3 个时间常数之后电容电压达到电源电压的 95%，等等，如图 3.62 所示的曲线图。5 个时间常数之后，认为电容充电完毕，这时电容电压达到电源电压的 99.24%。

电容器放电时，电压的时间函数是

$$V(t)=V_S e^{-(t/RC)}\text{(放电过程)}$$

这个表达式和前面的充电表达式是互逆的，1 个时间常数之后电容电压下降了 63.2%，即此时它的电压是电源电压的 37.8%。5 个时间常数之后认为电容完全放电；它的电压下了降 99.24%，换言之它现在的电压是电源电压的 0.76%。

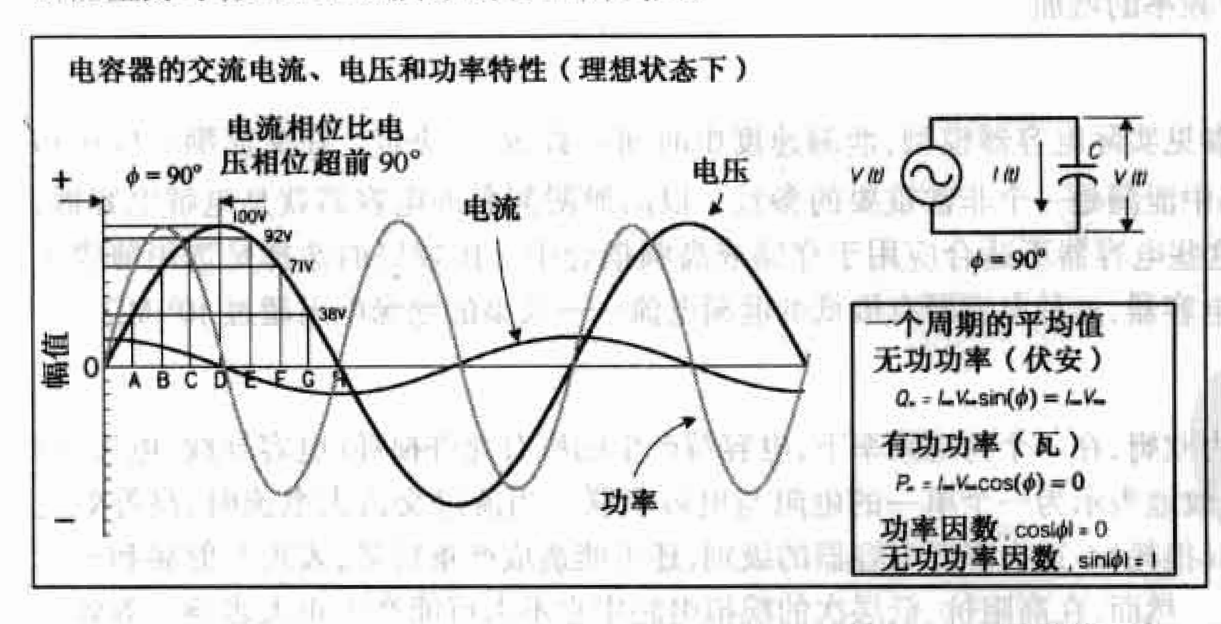
3.6.5 电容性电抗

电容器充电量与电容和外加电压成正比($Q=CV$)。在交流电路中，电容器在电路中反复充电，充电速度与电压，电容和频率成正比。当把电容放到交流电路中它类似于电阻，然而由于没有热量产生，它被定义为容抗。容抗的单位也是欧姆(和电阻器一样)，在特定频率下计算电容器容抗的公式为：

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC}\text{(容抗)}$$

X_C 为容抗(单位欧姆)，f 为频率(单位赫兹)，C 是电容(单位法拉)，$\pi=3.1416$。经常用 ω(角频率)代替 $2\pi f$。

特别值得注意的是：虽然容抗的单位是欧姆，但是在容抗上没有能量消耗。电容器在这半个电压周期储存能量，在下半个周期就会把储存的能量全部又返还给电路。换句话说，在一个电压周期内，电容消耗的能量为零，如图 3.63 所示的特性曲线图。



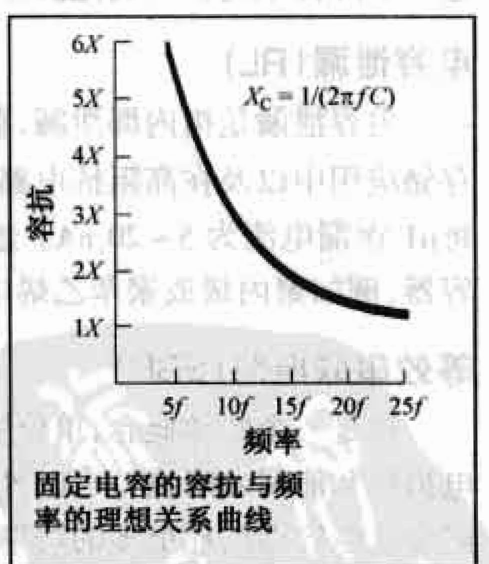


图 3.63 电容伏-安与功率特性

举个例子，220 pF 的电容器，外加激励的频率为 10 MHz，它的容抗为：

$$X_C=\frac{1}{2\pi\times(10\times10^6)(220\times10^{-12})}=72.3\ \Omega$$

显而易见，随着频率或电容的增加电抗将会减小。图 3.63 中的特性曲线显示了容抗与电容的反比关系。实际的电容器不会正好是那样的特性曲线和公式，而是一个存在寄生效应的结果。

3.6.6 实际的电容器

有很多不同类型的电容器,用在不同的场合。选择一个正确的电容器较为复杂,这主要与实际电容器的非理想特性有关(参见图3.64)。它们包含有明显的不完善性或寄生效应,将影响特定电路的性能。有些电容器,由于它们的内部结构,使得它具有较大的电阻性或电感性分量。还有一些电容表现为非线性或包含有介质吸收效应。在选择电容器时,电容寄生效应很大程度上都起到了决定性作用。

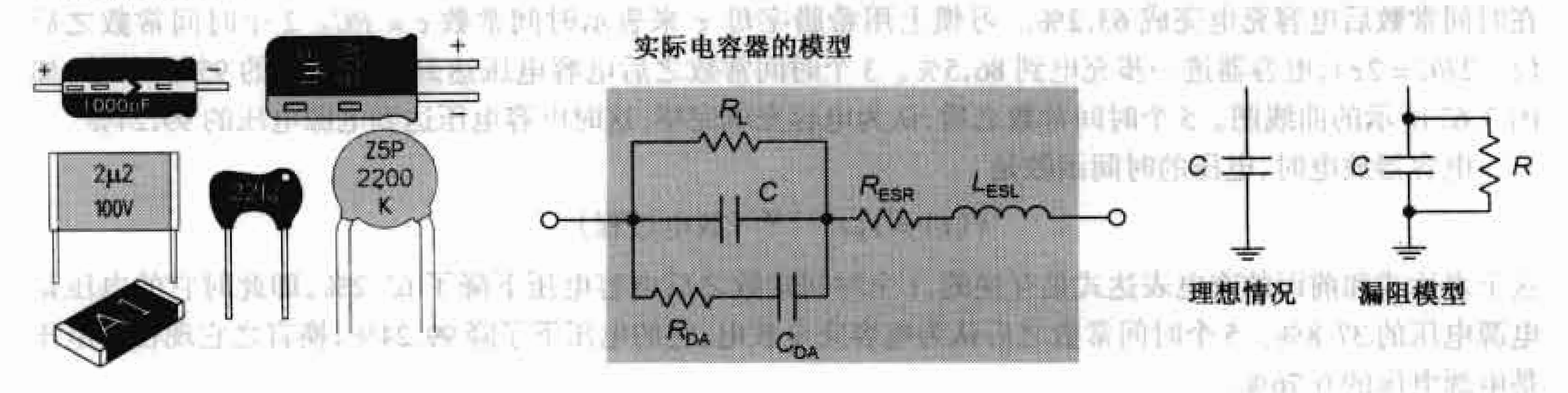


图3.64 实际电容器的等效模型

4个主要的非理想电容参数是:漏阻抗(并联电抗),等效串联电阻(ESR),等效串联电感(ESL)和介质吸收。图3.64显示了实际电容器的模型,其特性及其他参数将在以下各节中解释。

3.6.7 电容器详述

直流工作电压(DCWV)

电容泄漏是指可以加在电容器上的最大安全直流电压,以防止电介质击穿——击穿状态就是电介质被击毁,从而在两个极板之间形成一个低阻抗的电流通路。除非在额定值范围之内,否则把电容器直接连到交流输电线路中是危险的。带有直流额定值的电容器有可能会使交流线路短路。因此一些厂商生产出特定额定值的电容器用于交流输电线路。若在交流中使用,交流电压的峰值不能超过直流工作电压,除非在额定值上另有说明。换句话说,交流电压的有效值应是其峰值电压的0.707倍或更低。很多种电容器进一步降低额定值以满足操作频率的增加。

电容泄漏(RL)

电容泄漏是指内部泄漏,参见实际电容器模型,泄漏速度由时间常数 $R_L C$ 决定。在交流耦合应用和存储应用中以及在高阻抗电路中泄漏是一个非常重要的参数。以高泄漏闻名的电容器就是电解电容器,每μF泄漏电流为5~20 nA。这些电容器不适合应用于存储或高频耦合中。比较好的选择是选用薄膜电容器,例如聚丙烯或聚苯乙烯电容器,这种电容器有极低的泄漏电流——典型的绝缘电阻超过 10^6 MΩ。

等效串联电阻(ESR)

这是一个数学概念,单位为欧姆,在一个特定频率下,电容器产生的所有允许损耗(电容导线、电极、介电损耗和泄漏的阻抗),可以等效地表示为一个单一的电阻与电容串联。当流过交流大电流时,高等效电阻会使电容器消耗更多的功率(损耗)。这会降低电容器的级别,还可能造成严重后果,表现在射频和电源解耦应用中挟带了高脉动电流。然而,在高阻抗、低层次的模拟电路中它不太可能产生重大影响。等效串联电阻可以用下式来计算:

$$\mathrm{ESR} = X_C / Q = X_C \times \mathrm{DF}$$

其中,X_C 为容抗,Q 为品质因数,DF为电容器的耗散系数。一旦知道了ESR,就可以计算出电容器内部发热所消耗的功率,假设已知正弦波的电流有效值(RMS),则:$P = I_{RMS}^2 \times \mathrm{ESR}$。因此有损耗的电容器呈现出高容抗,并且对信号功率有很大的干扰。在大电流、高性能的应用当中使用低等效串联电阻(ESR)的电容器是必要的,例如:电源和大电流滤波电路。

等效串联电阻(ESR)越低，载流能力就越强。只有云母和薄膜类等不多的电容器类型具有低ESR。

等效串联电感(ESL)

电容器的等效串联电感(ESL)指的是与电容器极板的等效电容相串联的电容器导线的自感应。与等效串联电阻一样，等效串联电感在高频电路中也可能成为严重的问题(如射频)，即使在使用直流电或低频的精确电路中也是这样的。原因就是类似电路中的晶体管可能获得几百兆赫兹的频率(或几千兆赫兹)，在感应系数较低的情况下也能增强谐振。这使得在高频情况下电路终端的功率供应会适当减弱。电解的、纸的或塑胶薄膜电容器在高频时对退耦来说是无从选择的；它们基本上是由塑料薄膜或纸电介质将两张金属薄片隔开再卷成轴组成的。这种结构对自感应来讲是可观的，并且在频率为几兆赫兹时它更像一个电感器。对于高频退耦装置单片集成电路、陶瓷电容器是合适的选择，因为它们具有非常低的串联电感。它有金属薄膜–陶瓷电介质–金属薄膜这样的多层三明治结构组成，薄膜和母线相平行而不是串联的轴。单片集成电路陶瓷电容器可能有颤噪声(例如，灵敏的颤动)，有些有自共鸣，有较大的品质因数，因为低频串联电阻器伴随着低自感。盘状陶瓷电容器我们经常用到，尽管花费较小，但它们经常处于相当的感应状态。电容器中导线的长度和它的结构决定了电容器的自感应和谐振频率。

耗散系数(DF)

耗散系数经常用所有损失形式(电介质和阻抗)与容抗的比值的百分数来表示；它也可以认为是每一周期耗散的能量与同一周期的能量存储的比值；还可以表示为所应用电压的同相电流分量与无功电流分量的比值。当然，耗散系数也等同于电容器的品质因数 Q 值的倒数，这也经常被列入生产商的数据列表中。只有在特定频率下给出的耗散因数才具有意义。较低的耗散系数表示在其他条件相同的情况下功率耗散较小。

介质吸收(DA)

单片陶瓷电容器在高频退耦方面的性能是卓越的，但它们却有相当大的介质吸收，这一点使得它们不适合用在采样保持放大器的保持电容上。介质吸收是介质内部电荷分配的磁滞现象，它可以使得一个电容器迅速放电，之后断开的电路将出现部分电荷重新恢复的现象。因为恢复的电荷总量是以前电荷的函数，这会影响电荷存储、造成使用保持电容器的采样保持放大器产生错误。介质吸收可以假设是电容器介质中存储电荷的百分比，并于金属薄片表面成反比；它近似等于“自我充电”电压的等效值与放电之前电压的比值。低介质吸收的电容器，介质吸收小于0.01%，较适合采样保持放大器，它们包括聚酯、聚丙烯、聚四氟乙烯电容器。

温度系数(TC)

温度系数表示电容随温度变化时的改变值，用单位摄氏温度每百万个变化部分线性关系表示，或者表示成特定温度范围内所对应的电容改变量的百分比。大多数薄膜电容器是非线性的，因此它们的温度系数经常表示为一个百分比。温度系数是电容器设计中在高于或低于25℃运行时的重要因素。

绝缘电阻(IR)

绝缘电阻是在稳定条件下直流电流流入电容器时所测得的电阻。对于薄膜和陶瓷电容器来讲，绝缘电阻经常用给定的设计和电介质的兆欧 - 微法拉表示。电容器实际电阻可以通过电容除以兆欧 - 微法拉来获得。

品质因数(Q)

品质因数是每一周期内存储能量和耗散能量的比值，定义为 $Q = X_C / R_{RES}$。在某一方面上，Q 值就是品质因数，指的是每一周期内电路元件存储能量的能力和它耗散的能量的比值。热能转化的比例一般情况下和功率以及所使用的能量的频率成正比。然而，输入到介质中的能量会削弱与电场频率和材料耗散因数成正比的比值。因此，一个电容器在整个过程中存储了1000 J的能量，消耗了2 J的能量，它的品质因数就是500。

波纹电流有效值(I_{RMS})

波纹电流有效值是给定频率下放大器中最大的波纹电流有效值。

电流最大峰值(I_{PEAK})

电流最大峰值是在25℃时放大器中输入非重复脉冲的电流的最高峰值;并且无脉冲时有足够的冷却以至于不会造成过热现象。

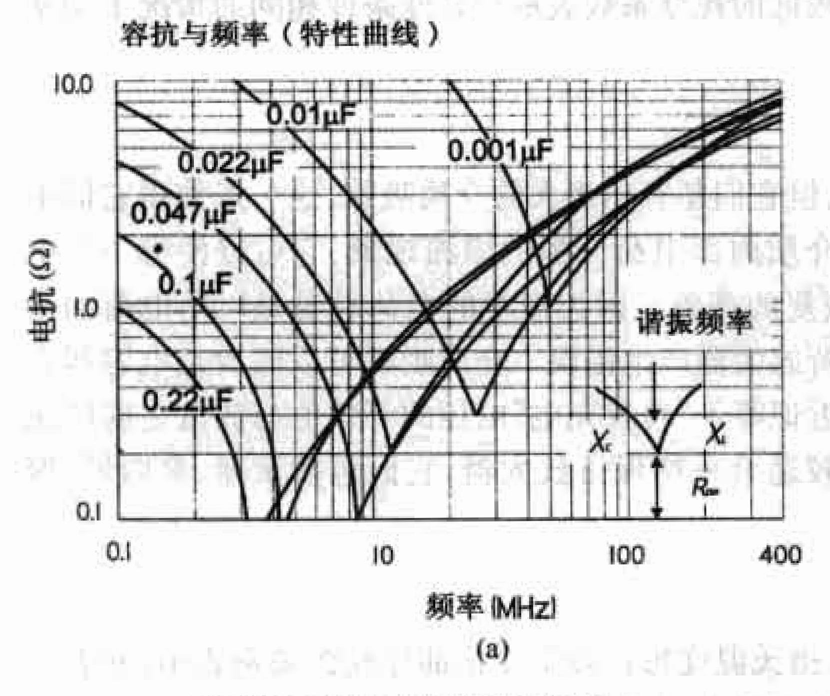
实际电容器特性曲线图

图3.65(a)所示为容抗与频率的关系,实际电容器并不能完全体现电容性。它们也有电感应和会影响它们阻抗的阻抗元(ESR,ESL)。如图3.65(a)所示,随着频率的增加电容器的自谐振频率也会增加,阻抗到达最小值,等于ESR。除去非理想感应电抗特性,超过该频率则导致阻抗增加。对于许多仪器来讲,串联电容器的谐振频率设在频率的最上限,尤其是当电容器的电压/电流之间的关系的相位角保持在90°附近。电容器构造的类型和导线长度影响自感应,因此可以改变谐振频率。当挑选退耦电容器时,生产商给出的这类图表是有用的。

图3.65(b)显示了不同电容器的绝缘电阻随温度变化的曲线。

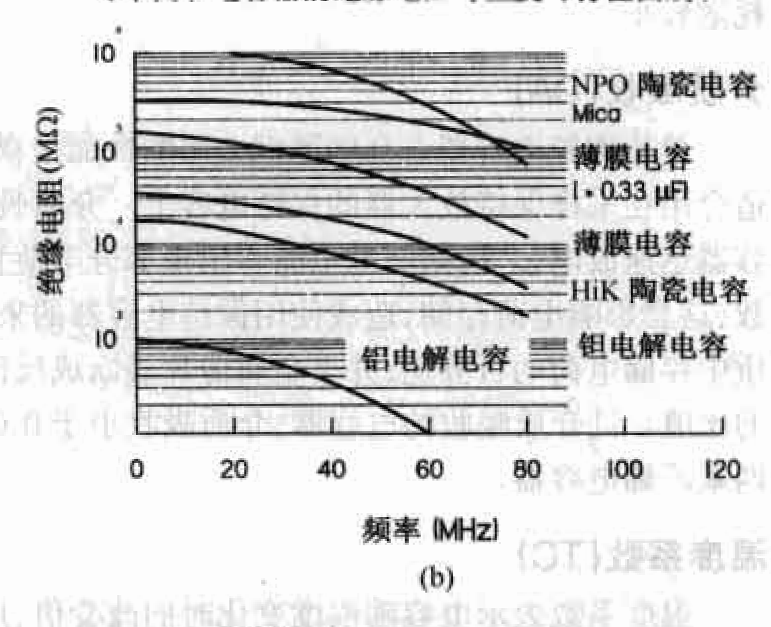
图3.65(c)显示了不同电容器的温度特性。注意这种HiK陶瓷电容的特别曲线,在温度灵敏的应用中,要特别注意这种类型的电容。NPO陶瓷电容具有最好的温度特性,其次是薄膜电容,云母电容和钽电容。

图3.65(d)显示了对于各种电容器,介质损耗因数与温度的关系。

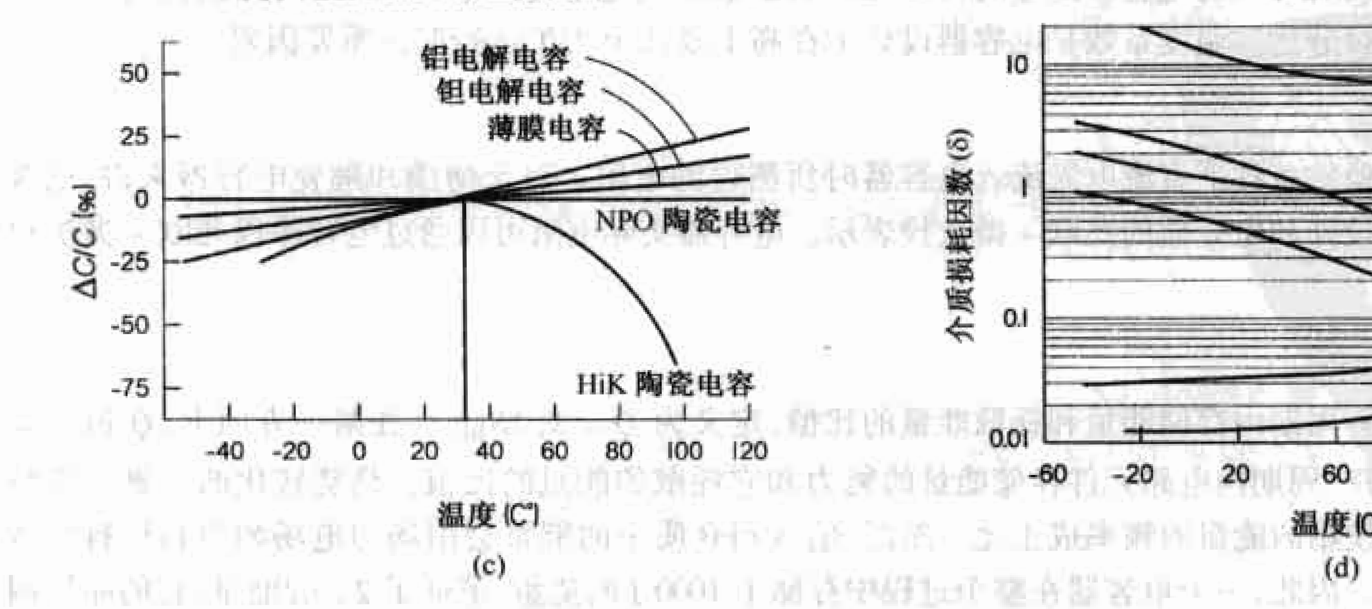




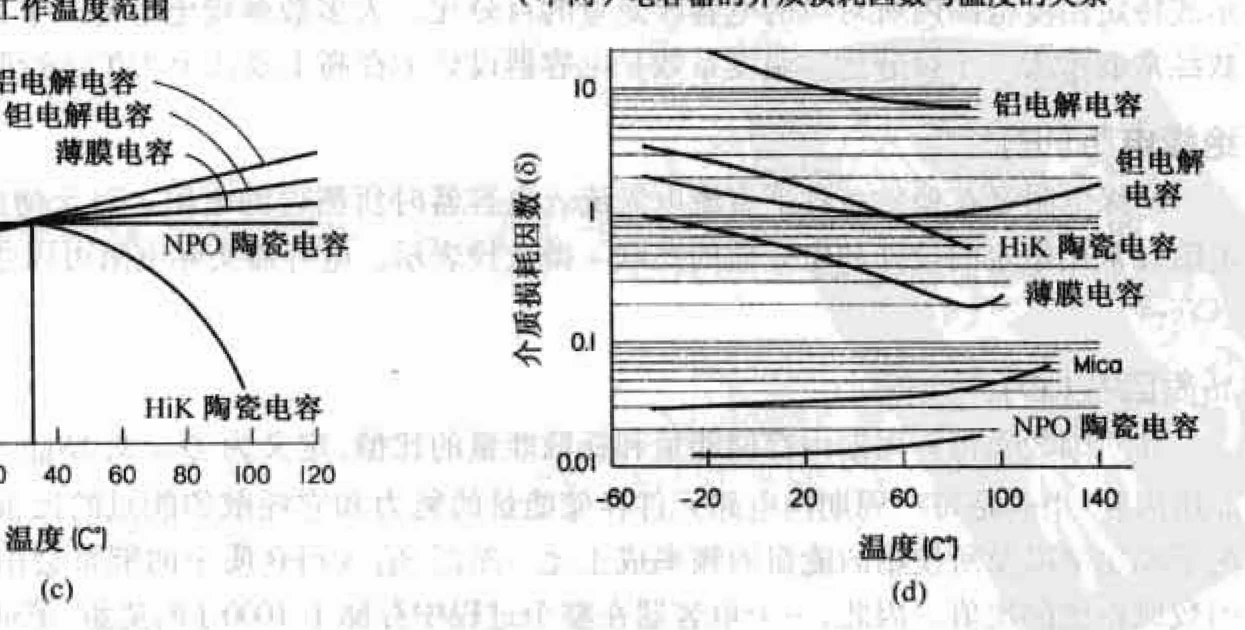
(a)



(b)



(c)



(d)

图3.65 实际电容器的特性曲线

3.6.8 电容器的类型

这里仅对常用到的各种电容器做一个简单介绍。更详细的阐述将在表3.7中描述。

补偿电容器(可调的)

这些通常被设计为调整或补偿电容器。补偿电容器使用陶瓷或塑料电介质,典型的容量是在pF的范围内。补偿电容器通常在它上面印有电容范围。并且会用如下的颜色标注:黄色(1~5 pF),米色(2~10 pF),棕色(6~20 pF),红色(10~40 pF),紫色(10~60 pF),黑色(12~100 pF),等等。它们经常用于微调敏感电路或延时补偿电路中。

空心电容器(可调的)

这是最接近理想曲线的空气电容电介质。与使用其他电介质的同价值的电容相比这些电容的体积比较大。在一个很宽的温度变化范围内,它们的电容容量非常稳定。漏电损失也很低。因此它具有很高的质量。要改变电容容量,可以通过机械调节旋钮改变平行极板的有效表面积。调节电容主要用在无线电调节应用中。

真空电容器

真空电容器既有容量可变的也有不可变的类型,它们根据最大工作电压(3~6 kV),容量(1~5000 pF)和工作电流来分类。在大多数应用中,损失可以忽略。它有非常好的漏电控制。它在高电压中得到应用,比如射频发射器。

铝电解质电容器

这些电容器的箔电极板的空隙填有化学填充物。当加有电压时,箔板上的化学反应就会形成一层绝缘物质。电解电容器容量大,体积小,价格合适,因而应用广泛。铝电解质电容器漏电严重,耐压性能差,温漂大并且有较高的自感,仅应用于低频领域中。容量大约在0.1~500 000 μF。铝电解质电容器非常普遍,几乎在所有种类的电路中都有应用,因为它的价格便宜,易于采购,适用于滤波和大电量存储。然而如果工作电压过大或电极弄颠倒了,电容器就会爆炸。换句话说,"-"极应接到低电压端。这也意味着电解质电容器两端的电压必须是直流电压。如果交流电压加到了电解电容器两侧,一定要确保交流峰值不能超过其直流电压上限。铝电解质电容器不适合在高频耦合应用中,因为它们绝缘阻抗比较差,有自感应。如果实际应用中,直流电势远低于电容器的工作电压,则电解电容器也不适用了。这种电容器的应用包括供电电源的滤波,音频耦合和旁路等。

钽电解质电容

这些电容是用钽五氧化物制成的。就像电解电容器一样,它们被极化了,所以要注意正负极。它们更小,更轻,更稳定。和铝电解电容器相比,它们漏电小,自感低,但是它们的价格较高,最大工作电压和容量低,并且很容易受到电流尖峰的损害。由于上述最后一个原因,钽电解电容器主要应用在高尖峰电流干扰很少的模拟信号系统中。钽电容不适用于存储和高频耦合,因为它们的绝缘阻抗差和自感应。和电解质电容一样,如果实际应用中,直流电势远低于电容的工作电压,则钽电容也不适用了。应用场合包括隔直,旁路,去耦和滤波等。

聚酯薄膜电容器

这些电容器用一个薄的聚酯薄膜作为电介质。这种电容器没有聚丙烯电容器的耐压性能好,但是具有很好的温度稳定性,使用普遍且价格便宜。容差度为5%~10%。因为具有高隔离阻抗性能,所以对于耦合和储电应用是个很好的选择。它的典型应用是在一般的高频回路,音频和振荡回路中。

聚丙烯薄膜电容器

这种电容器采用聚丙烯薄膜作为电介质,主要应用于要求比聚酯薄膜电容器所能提供的更高的耐压性能的场合。容差度为1%。因为具有高隔离阻抗性能,所以对于耦合和储电应用是很好的选择。这种电容器对于100 kHz以下的频率有很好的容量稳定性。这些电容器用于噪声抑制,隔直,旁路,去耦,滤波和定时等。

镀银云母电容器

这种电容器是在云母电介质的表面镀上了一层薄银。它们有非常稳定的时间响应性能(容差度在1%甚至更少),并且温度系数好、寿命长。但是这种电容器容量小且价格昂贵。由于其较好的温度稳定性,其主要应用于谐振回路和高频滤波器中。优良的绝缘性也使得它在高电压回路中得到了应用。对于振荡器,它们的温度系数不能达到其他类型的电容器那样低,并且已知某些镀银云母电容器的温度系数并不稳定。

陶瓷电容器(单层)

这种电容器采用钛酸钡的材料作为电介质。从内部来说,这种电容器的的结构不是卷状的,所以它们的自感低,而且非常适用于高频应用中。和电解电容器一样,它们是应用最广泛的电容器。陶瓷电容有三种基本的种类:

超稳定的或者温度补偿:这种类型是最稳定电容器的一种,由钛酸盐的混合物制成。它有着可预测的温度系数,而且,通常情况下,它没有老化特征。最流行的超稳定陶瓷电容器是NPO(负-正0 ppm/℃)或者COG(EIA设计);其他的包括N030(SIG)和N150(P2G)。这些电容器的温度系数被定义为每度变化百万分之几。要计算电容器随温度变化的最大值,可以用下面的等式计算。这里我们用一个1000 pF,温度为35℃的电容器(比标准的参考温度25℃高出了10℃)的变化来说明一下。

$$\text{电容变化(PF)} = \frac{C \times TC \times \Delta T}{1\,000\,000} = \frac{1000\ \text{pF} \times \pm 30(\text{ppm}) \times 10}{1\,000\,000} = \pm 0.3\ \text{pF}$$

所以,一个1000 pF的电容器符合每变化10℃,它的电容值就会变为1000.3 pF或者999.7 pF。超稳定电容适用于在温度变化特别大而质量要求特别高的情况。滤波网络和大多数的和调节和定时相关的电路,还有各种各样的谐振电路,一般也需要超稳定电容。为了补偿随着温度的漂移而产生的频率漂移,它们特别适用于振荡器结构。表3.7可以看到更多的详细信息。

半稳定电容器:它们并不像超稳定电容器一样稳定温度;而是它们有更高的静电电容。所有的半稳定电容在温度,工作电压(交流和直流)和频率变化时,它们的电容值都会发生一些改变。这些电容特别适用于要求高电容值,而对随温度变化稳定性不很关注的应用中。半稳定电容器的温度系数以百分比来描述。所以一个1000 pF的X7R型号的电容器,在它的温度系数是±15%的情况下,它的电容值在超过或低于25℃时的电容值将会是1150 pF或是850 pF。(美国)电子工业联合会温度系数名称如下:第一个参数定义了温度下限($X=-55℃, Y=-30℃, Z=10℃$);第二个参数定义温度上限($5=+85℃, 7=+125℃$);第三个参数定义了最高的电容变化率百分比($V=22, -82\%, U=22, -56\%, T=22, -33\%, S=\pm22\%, R=\pm15\%, P=\pm10\%, F=\pm7.5\%, E=\pm4.7\%$)。更多的信息和应用参见表3.7和图3.66。

HiK电容器:这种类型的电容器有很高的介电常数,或者电解电容量,但是它的稳定性差,而且有很高的电压系数,同时对振动很敏感——有些类型可能会谐振,同时有相对高的质量。温漂差,高电容电压系数,高分散电容电压系数,高电容频率系数,而且老化率很大。相对于陶瓷电容而言,它的自感低,容值范围大,体积小,密度大。它们特别适用于耦合(隔直)和电源供给旁路等。它们只能被用于线性系统中,因为这些系统对性能和稳定性要求不是很高。

多层陶瓷电容器

这些电容器是针对高密度电容器的需求而发展来的。它们包括了多层印制的电极板,而这些电极板是由薄的陶瓷片制成的。这些电容器比单层陶瓷的电容器更紧密,而且,一般情况下,有更好的温度特性。所以,它们的价格更高。像单层陶瓷电容器一样,它们也有超稳定,稳定和HiK三种类型。详细信息和应用参见表3.7。

聚苯乙烯电容器

这些电容器用聚苯乙烯作为电介质。它们内部构造是卷状的,所以不适合高频应用。它们被广泛应用在滤波电路和定时应用中,而且由于绝缘电阻高的原因,因而在耦合,储能中也有应用。但有一个值得注意的地方是,一旦它们被放在温度高于70℃的地方,即使冷却也不会返回其原来的电容值。

表3.7 电容器的比较

类型		1.直流工作电压 2.电容值 3.介质吸收率 4.标准公差	IR 1. < 1 μF 2. > 1 μF (MΩ·μF)	绝缘电阻频率响应 1.(1 = 最差 10 = 最好) 2. 最高频率	温度范围	耗散系数 @ 1 kHz, %(MAX)	稳定性 1000小时 %ΔC	优点/缺点	应用
多层陶瓷电容器	NPO	25 ~ 200 V 1 pF ~ 0.01 μF 0.6% [±1(F), ±2%(G), ±5%(J), ±10%(K)]	10^5 NA	9 100 MHz	-55℃ +125℃	0.1%	0.1%	稳定性好,电感小,介质吸收率低,频率响应好;温度漂移极低,时间漂移,电压系数,频率系数,泄漏和耗散系数均非常低;价格较其他类型电容器高	由于串联电感低,非常适用于射频去耦(可达GHz范围),高频开关电源电路;可应用在很多模拟电路中,例如射频开关电源;因为介质吸收的问题,所以要避免用于采样保持电路和积分电路
	Stable	25 ~ 200 V 220 pF ~ 0.47 μF 2.5% [±5%(J), ±10%(K), ±20%(M)]	10^5 2500	8 10 MHz	-55℃ +125℃	2.5%	10%	电容值范围大,电感小,体积小,比其他陶瓷电容器密度高;稳定性差,介质吸收率差,电压系数高,时间漂移显著,对振动敏感,某些类型可能发生具有较高Q值的谐振	最适用于耦合/去耦和电源的旁路应用中。适合于对工作性能和稳定性要求不高的线性电路应用中
	HiK	25 ~ 100 V 0.25 pF ~ 22 μF NA [±20%(M), ±80% ~ 20%(Z)]	10^4 10^3	8 10 MHz	-10℃ +85℃ 和 -55℃ +85℃	4.0%	20%	稳定性很差,特别是对温度的变化敏感;介质吸收率差,电压系数高;不适用于高温环境;寿命短	主要用于隔直和电源旁路应用中;由于考虑到时漂,温漂和电压系数问题,其电容值将不稳定
单片陶瓷电容器		50 ~ 10 000 V 1pF ~ 0.1 μF (同上)	(同上)	8 (同上)	-55℃ +85℃	0.1% ~ 4.0%	(同上)	价格低廉,电容值范围大,通用,具有同多层陶瓷电容器一样的特性	可使用在耦合和旁路电路中,但如果接线端较长,将有相当的电感存在;内部结构没有绕线状,可以用于高频电路中。参阅多层陶瓷电容器的应用

(续表)

类型	1.直流工作电压 2.电容值 3.介质吸收率 4.标准公差	IR 1. <1 μF 2. >1 μF (MΩ·μF)	绝缘电阻 频率响应 1.(1=最差 10=最好) 2. 最高频率	温度范围	耗散系数 @ 1 kHz, %(MAX)	稳定性 1000小时 %ΔC	优点/缺点	应用
聚苯乙烯电容器	30~600 V 100 pF~0.027 μF 0.05% ±5%	10^6 NA	6 NA	-55℃, +70℃	0.1%	2%	价格低廉,容量范围大,介质吸收率低,稳定性好,绝缘电阻高;体积大,电感大,温度大于70℃时将损坏	由于内部电感大,所以不适应用于高频电路;而适用于工作频率低于几百kHz的滤波和定时电路;由于具有高绝缘电阻,很适应用于耦合和储能应用中
聚丙烯薄膜电容器	100~600 V 0.001 μF~0.47 μF 0.05% ±5%	10^5 NA	6 NA	-55℃, +85℃	0.35%	3%	价格低廉,介质吸收率低,容量范围大,绝缘电阻高;体积大,温度大于105℃时将损坏	由于绝缘电阻高,最适合应用于耦合和储能电路中;在100 kHz频率内有很稳定的电容值,但也经常用于高频应用中;还用于隔直,噪声抑制,旁路,滤波,消振,定时等电路中。是一种很好的通用电容器
聚丙烯金属化薄膜电容器	100~1250 V 47 pF~10 μF 0.05% [±20%(M), ±10%(K),±5%(J)]	10^5 NA	6 NA	-55℃, +105℃	0.05%	2%	体积比薄膜/箔型的电容更紧凑小巧,但是有较高的耗散系数,绝缘电阻低,最大标称电流小,交流自我修复特性差,电压-频率能力比薄膜/箔型电容差,具有防止介质击穿导致的永久损坏能力	使用在一般的高频率,高电压以及噪声抑制和定时电路中;也用于开关电源,音频设备(提供高保真效果),以及很多其他电路应用中
聚酯薄膜电容器	50~600 V 0.001 μF~10 μF 0.5% ±10	10^4 10^3	6 NA	-55℃, +125℃	2%	10%	稳定性较好,价格低廉,介质吸收率低,容量范围大,绝缘电阻高;体积大	由于绝缘电阻高,最适合应用于耦合和储电电路中;也用于一般的高频电路中,以及高保真音频和振荡电路中

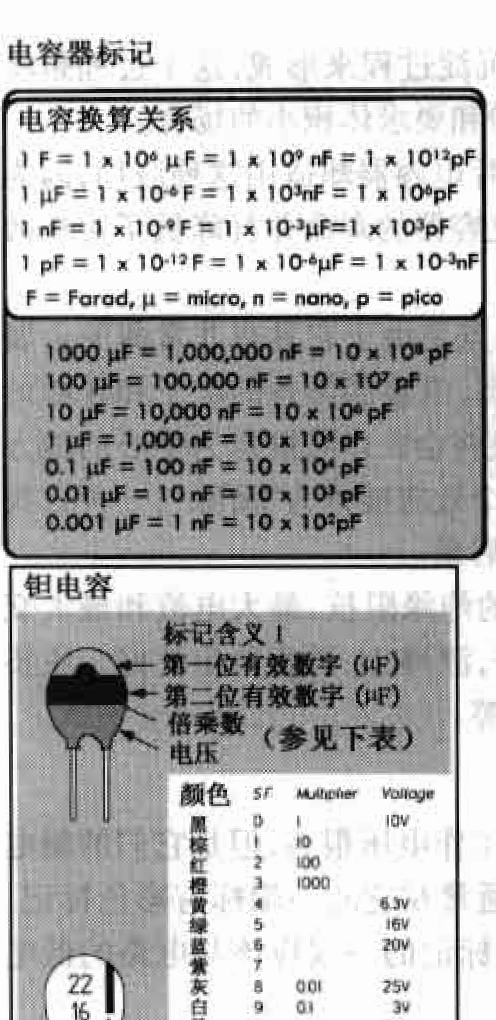
（续表）

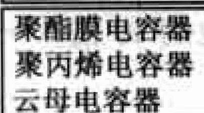
类　型	1. 直流工作电压 2. 电容值 3. 介质吸收率 4. 标准公差	IR 1. <1 μF 2. >1 μF (MΩ·μF)	绝缘电阻频率响应 1. (1 = 最差 10 = 最好) 2. 最高频率	温度范围	耗散系数 @ 1 kHz, %(MAX)	稳定性 1000小时 %ΔC	优点/缺点	应　用
聚酯金属化薄膜	63 ~ 1250 V 470 pF ~ 22 μF 0.5% [±20%(M), ±10%(K), ±5%(J)]	10^4 10^3	6 NA	−55℃, +125℃	0.8%	NA	体积比薄膜/箔型的电容更紧凑小巧，但是有较高的耗散系数，绝缘电阻低，最大标称电流小，具用独立的交流自我修复特性，电压－频率能力较差；与薄膜/箔型的电容器不一样，它具有防止介质击穿导致的永久损坏能力	使用在一般用途的电路应用中。如音频设备，较高工作频率，高电压的电路中；以及开关电源，隔直，旁路，滤波，定时，耦合，去耦，抑制干扰等电路中
云母电容器	50 ~ 500 V 1 pF ~ 0.09 μF 0.3% ~ 0.7% ±1%　±5%	10^2 NA	7 100	−55℃, +125℃	0.1%	0.1%	射频损耗低，等效电感低，很好的稳定性，容差度可达到1%；电容值较小，价格高	是一种很好的电容器，特别是在射频电路的应用中；由于有很好的温度稳定性，可用于谐振和高频滤波电路中；其高绝缘性可用于高压电路中
多层玻璃电容器	50 ~ 2000 V 0.5 pF ~ 0.01 μF ±0.05%　±1%，±5%	10^5 NA	9	−75℃, +200℃	0.2%	0.5%	介质吸收率低，射频电流能力强，工作温度范围大，抗振动性好，稳定性非常好；但在高频下，Q值的稳定性极低	使用在军事应用和高端的商业领域，其应用很广泛：高温电路，调制解调器，射频放大器输出滤波电路，可变频率振荡器，放大器耦合，采样保持，晶体管偏置，线性积分，电压消振等电路

(续表)

类　型	1.直流工作电压 2.电容值 3.介质吸收率 4.标准公差	IR 1. <1 μF 2. >1 μF (MΩ·μF)	绝缘电阻 频率响应 1.(1=最差 10=最好) 2. 最高频率	温度范围	耗散系数 @ 1 kHz, %(MAX)	稳定性 1000 小时 %ΔC	优点/缺点	应　用
铝电解质电容	4 V~450 V 0.1 μF~1 F 高 ±100%, −10%	NA 100	2 NA	−40℃, +85℃	8% at 120 Hz	10%	耐压高，电流大，体积小；稳定性很差，精度差，电感大，有极性，如果极性接反将是很危险的	由于绝缘电阻低和电感大,故不适用在储能和射频电路中,通常用于直流电源的纹波滤波和低频信号的旁路应用中,也可用于音频旁路和电源滤波中,但在高频时将有很大的损失
钽电解质电容	6.3~50 V 0.01~1000 μF 高 ±20%	10^2 10	5 0.002 MHz	−55℃, +125℃	8%~24%	10%	耐压高,体积小,电感中等，比铝电解质电容的温度稳定性好,较高的电容泄漏,有极性,价格高,稳定性差,精度差	由于绝缘电阻低和电感大,故不适用在储能和射频电路中。在几MHz以上的频率时,它的性能更像一个电感而不是电容。可用于隔直,旁路,去耦,滤波和定时电路中,通常使用在电源中作为纹波滤波器或作为旁路低频信号的滤波器
超级电容器 (双层或 多层电容器)	2.3 V,5.5 V,11 V,等等 0.022~50 F 高	NA	NA	−40℃, +70℃	NA	NA	电容值巨大,功率输出高。呈现出相对高的等效串联电阻,所以不建议使用在直流电源中作为纹波吸收电路;低泄漏,但温度稳定性差	启动电路的应用(继电器线圈启动),发光二极管和电子蜂鸣器等主电源，CMOS微计算机的后备电源。也可用于很多感兴趣的低功耗电路中,如太阳能机器人,进行能量储存并作为主电源。还有其他很多新的用途

电容器标记

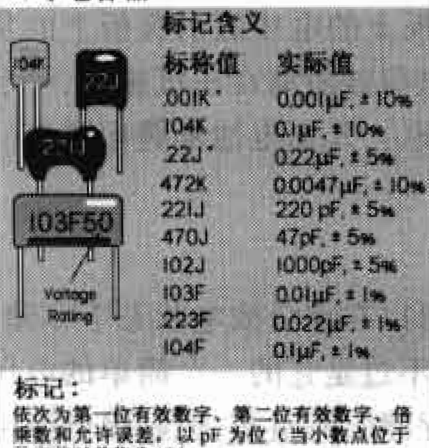




标记含义 2

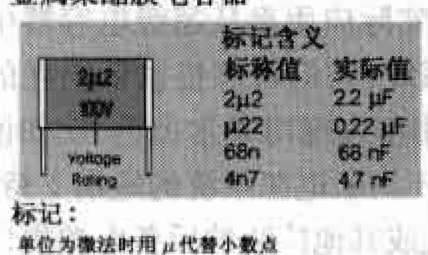
标称	实际
22	22μF, 16V

聚酯膜电容器
聚丙烯电容器
云母电容器



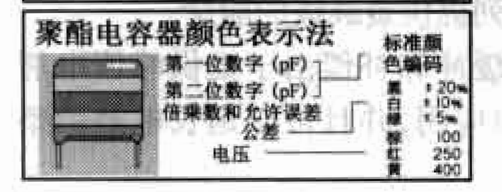
标记：
依次为第一位有效数字、第二位有效数字、倍乘数和允许误差，以pF为位（当小数点位于数字前时单位为μF）

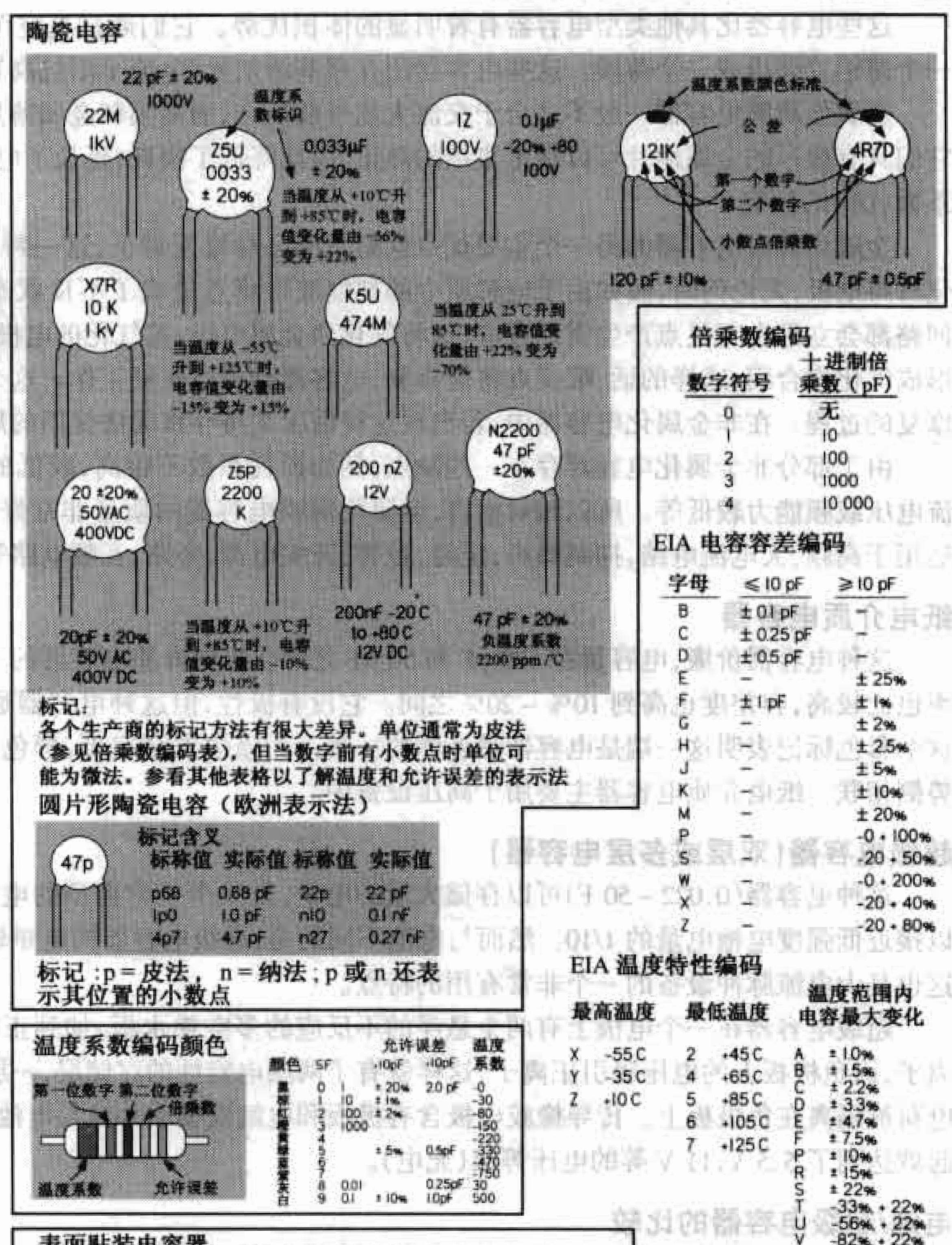
金属聚酯膜电容器



标记：
单位为微法时用μ代替小数点

聚酯电容器颜色表示法





表面贴装电容器

表面贴装陶瓷电容器

标记含义

标称值	实际值
N1	33 pF
A4	0.01 μF
S6	4.7 μF

表面贴装电解电容器

标记含义 1

标称值	实际值
10 6V	10 μF, 6V

标记含义 2

标称值	实际值
A475	4.7 μF, 10V

有效数字编码

字符	有效数字	字符	有效数字
A	1.0	T	5.1
B	1.1	U	5.6
C	1.2	V	6.2
D	1.3	W	6.8
E	1.5	X	7.5
F	1.6	Y	8.2
G	1.8	Z	9.1
H	2.0	a	2.5
J	2.2	b	3.5
K	2.4	d	4.0
L	2.7	e	4.5
M	3.0	f	5.0
N	3.3	m	6.0
P	3.6	n	7.0
Q	3.9	t	8.0
R	4.3	y	9.0
S	4.7		

倍乘数编码

数字符号	十进制倍乘数（pF）
0	1
1	10
2	100
3	1000
4	10 000
5	100 000
6	1 000 000
7	10 000 000
8	100 000 000
9	0.1

标记2：
电压（参见下表），第一位数字，第二位数字，倍乘数（pF）

字符	电压
e	2.5
G	4
J	6.3
A	10
C	16
D	20
E	25
V	35
H	50

EIA 温度系数颜色编码

颜色	温度系数 工业	电子协会
黑	NPO	C0G
棕	N030/N033	S1G
红	N075/N080	U1G
橙	N 150	P2G
黄	N 220	R2G
绿	N 330	S2H
蓝	N 470	U2J
紫	N 750	
灰		
白	P 100	
红/紫	P 100	

电解电容器



标记：通常是不言自明的

图 3.66 电容器标签的识别

金属化薄膜(聚酯和聚丙烯)电容器

这些电容器比其他类型电容器有着明显的体积优势。它们通过真空沉淀过程来形成,这个过程是将一个薄铝片碾压成一个薄膜。这些电容器用在那些弱信号(电流小阻抗高)和要求体积小的场合。

金属化薄膜电容器一般不适合于交流大信号的场合,而薄膜和金属薄片电容器却适用这种应用,因为它们具有很厚的金属薄片可以带走集结的热量,因此降低了损耗,延长了电容器的寿命并且降低了对耗散系数(DF)的影响。

金属化薄膜电容器的另一个主要优点就是它的自身修复特征,这一特点是由于它具有非常薄的金属化材料电极,无论何时,假如由于电解质中的裂痕或暇疵点造成了不良状态,电容器储备的电子和伴随的回路都会立即在不足点产生雪崩效应,这将气化薄金属电极,被气化的电极将会在以暇疵点为中心的地方形成气化集合面,这样的话,暇疵点将被修复,电容器会再次恢复工作。这个效应被称为"清除",一种自我修复的过程。在非金属化电容器中,若出现这种情况则将导致无法挽回的后果。

由于部分非金属化电容器存在一些缺点,例如损耗系数不很高,较低的绝缘阻抗,最大电流和最大交流电压载频能力较低等。所以相对而言,金属化薄膜电容器的质量非常好,漂移小,温度稳定性好。主要适用于高频,大电流电路,抑制噪声,定时,报警,开关电源,旁路,音频电路等。

纸电介质电容器

这种电容器价廉,电容量在 500 pF 和 50 μF 之间。纸电介质电容器的工作电压很高,但是它们的漏电率也比较高,容差度也高到 10%~20%之间。它没有极性,但这种电容器通常在它的一端标有彩色标记。这个彩色标记表明这一端是电容器最外侧的一端。为谨慎安全起见,彩色标记的一端应该与电路的低电势侧相联。纸电介质电容器主要用于高压设备中。

超级电容器(双层或多层电容器)

这种电容器(0.022~50 F)可以存储大量的电子,是一个非常典型的电容器。这种电容器的储电量可以接近低强度电池电量的 1/10。然而与电池不同的是,超级电容器的电量输出可以达到电池的 10 倍——这也是大电流脉冲设备的一个非常有用的特点。

超级电容器在一个电极上有两个悬浮的不反应的多空渗水板,加到正极板上的电压吸引极板上的负离子,而负极板上的电压吸引正离子,这样就有了两层电容性的存储层,一层电荷被隔离在正极板上,一层电荷被隔离在负极板上。传导橡胶电极含有极板和电解液物质并且与电池相联。几个电池堆叠串联在一起就达到了 5.5 V,11 V 等的电压等级(充电)。

电池/超级电容器的比较

一个超级电容器可以非常快地充电到它的电压等级内的任何电压,而且可以在完全放电状态下存储,然而很多电池在快速充电的时候会受到损害。一个超级充电器的充电状态只不过是它的一个简单的电压功能,但是电池的充电状态是复杂的而且不可靠的。虽然电池比超级电容所存储的能量多,但超级电容可以在有副作用的前提下频繁发射高能量的脉冲,而许多电池在这种情况下将会减少寿命。

超级电容器可以在电池和常规电容器之间充当中间的电源或桥梁。许多实际应用都从超级电容器中得到很多好处,包括那些需要短时脉冲能量到需要低功率,但要长期支持的系统,它们可以提供低损耗的 CMOS 存储器几个月的能量消耗。它们在单独应用或者和其他电源一起应用中都表现得非常出色,比如说可以在几秒内充好电而又可以在几分钟内放电的快充应用(电动工具或玩具),不间断电源系统的短期支持,等等,在这些应用中超级电容器可以为短期的停电期提供能量,也可以为发电机或其他持续的后备电源提供一个接续能量。它们还可以为能量充裕,电能欠缺的能量源比如说太阳能阵列提供负载级的能量。

当超级电容放入电池系统中时,它们可以通过为电池提供峰值电能来缓冲和补偿由于提供峰值电能对电池的压力。这就经常可以使得一个较小容量的电池得以(大能量输出)应用,并且可以延长电池的整体寿命。

超级电容表现了很高的等效串联电阻(ESR),所以建议不要用在直流电源的纹波吸收中。参见"电容器应用"一节中的超级电容电路部分。

油电容器

这种类型的电容器用于高电压,大电流的应用中,因为这些应用会产生很多热量——而这种油可以冷却电容器。具体应用包括感应加热,高能脉冲,整流,设备旁路,点火,频率变换,高电压滤波,限流,耦合,以及火花发生器等。电容器工作电压从 1 ~ 300 kV,而电容量从 100 pF 到 5000 μF,其特别之处是它们的封装体积很大。

阅读电容器标签

标注电容器的方案有很多。有些用彩色条,有些用数字和字母的组合。电容器被标注有它们的电容值,公差,温度系数,电压等级,或者是这些说明的结合。图 3.66 给出了通用的标签。

3.6.9 电容器应用

耦合和隔直

耦合电容器是要把交流信号从一个电路传送到另一个电路,同时阻止任何的直流信号通过。这是由电容器的阻抗特性决定的——电容器对直流的阻抗理论上是无穷大的,但是交流信号随着频率的增加,它的阻抗是减小的。有效的耦合要求电容器的阻抗在我们希望的频率范围内尽可能低。如果不是这样,某些频率的信号就会比其他频率受到更大的削弱。在理想情况和纯阻抗负载时,图 3.67 所示的图形可以用于寻找截止频率,即 - 3 dB 频率(1/2 功率点处),以及衰减和相移。

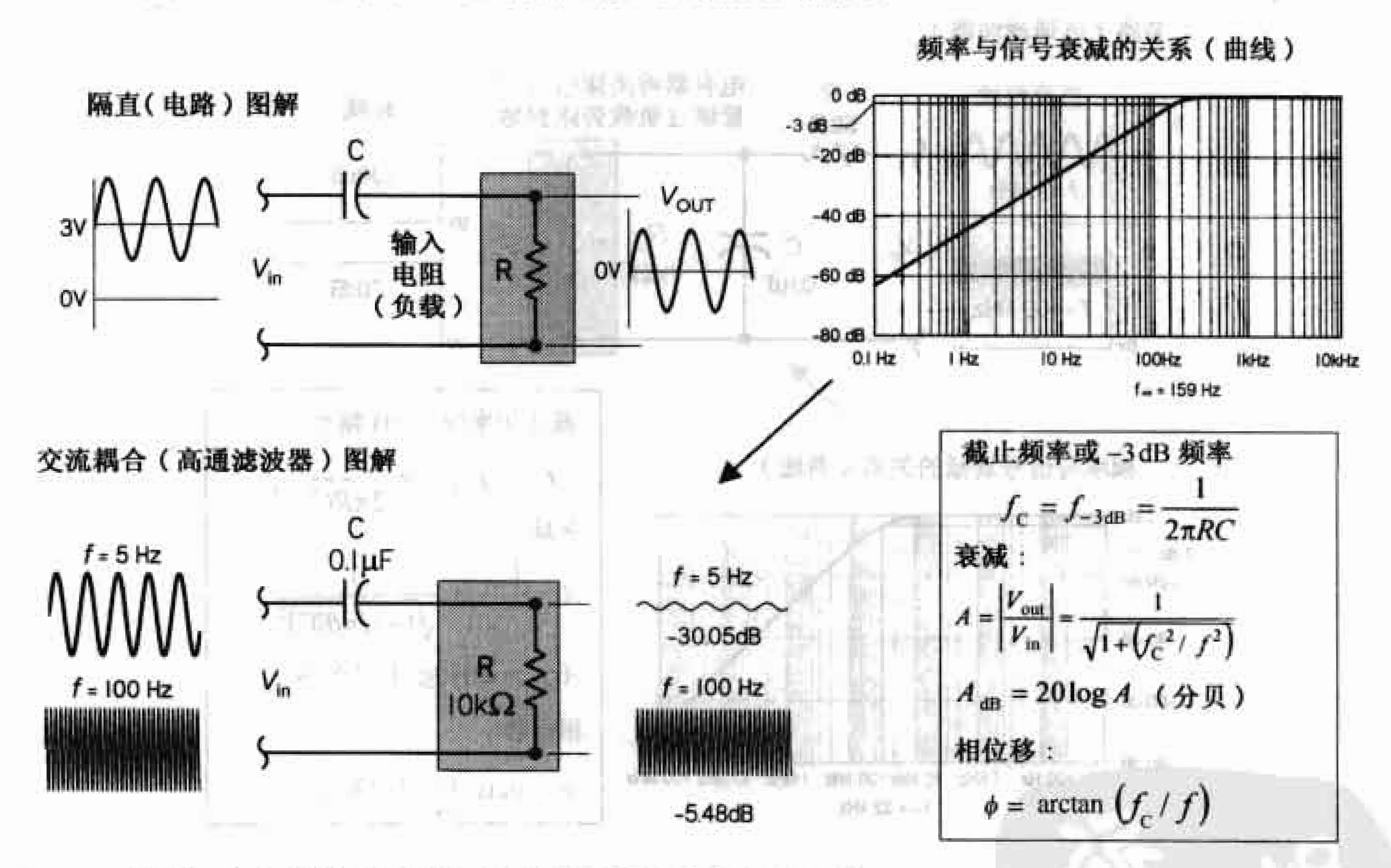


图 3.67　隔直:电容器被用来阻止直流电压从一个电路到另一个电路,为了达到隔直的目的,电容器要和该电路元件串联。耦合:耦合电容被用来将交流信号从一个电路元件耦合或连接到另一个电路元件,该电容被串联在输入和耦合负载之间。假如负载是纯阻性的,则衰减和截止频率(或称 - 3 dB频率)可以用图右边的公式来计算,这些公式是基于理想电容器而建立的

要注意,在许多场合下电容器耦合的负载对频率非常敏感——由于电感性和电容性元件的原因,它们的阻抗会随频率的变化而改变。比如,图 3.70 展示了晶体管放大电路的输入阻抗是怎样随频率的变化而改变的。由于耦合电容器的选择决定了哪个频率的信号会衰减,因此了解耦合时的阻抗变化是非常重要的。

选择耦合电容器必须要注意电容器的特性有绝缘阻抗(IR),等效串联电阻(ESR),电压等级和频率响应。选择耦合电容器可以参阅表 3.7。例如,许多音频电路应用中,聚丙烯,聚酯薄膜电容器以及电解电容

器都是很好的选择,但是对于高频高稳定性解耦电路应用而言,由于兆赫级的变化频率,它可能要求采用NPO多层陶瓷电容器。

旁路

旁路电容器经常被用来把元件或元件组周围不需要的交变信号(提供的纹波,噪声,等等)转移到大地。交流信号经常从交直流混合信号中移除(或大大减弱),使被旁路的元件中只留下直流信号。图3.68显示了旁路后的基本情况。

根据THUMB的一般规则,旁路电容的阻抗应该是电路元件输入阻抗的10%。

从电解电容到陶瓷NPO电容,有很多类型的电容可以用来旁路。所选择的电容器取决于所需要的频率响应和稳定性的类型。需要考虑的主要参数包括绝缘电阻,ESL和ESR。

在这个电路中,RC部分起一个低通滤波器的作用,它将衰减到达负载或电路元件的信号中的高频分量。若 $X_C < R_L$,则信号通过 C 而旁路 R_L。

若 $X_C > R_L$,则信号通过 R_L。

换言之,电容器的容抗 $X_C = 1/(2\pi fC)$,所以在高频时 X_C 将很小,则信号将绕过 R_L 转而通过电容器 C。图3.68中的曲线展示了衰减与频率的响应关系,并且通过公式可计算出截止频率,衰减和相位移。

值得注意的是,图中电路里的 R 不一定是物理意义上存在的分立元件,也就是说,它可能代表了电源线的导线电阻(通常它比图中所标的阻值更小),通过这个 R 来帮助构建并获得频率响应(电路)。

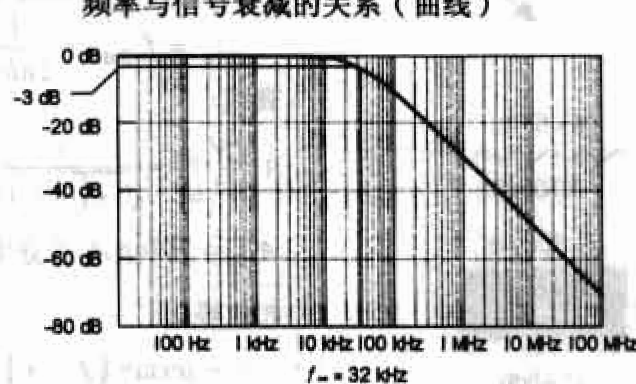




图3.68 基本旁路电路

电源供给解耦(旁路)

解耦在数字和模拟直流电路中变得越来越重要了。在数字电路中,电路中任何轻微的电压变动就会导致不当的操作。例如,在图3.69中,加在 V_{CC} 上的噪声(供电电压的随机波动)会导致问题出现,而这个问题是由于不合适的电压加在IC的敏感电源供给端表现出来的(一些IC在这种情况发生时会出现错误状态)。然而,在输入端放置一个与IC并联的旁路电容,则该电容器就会把高频干扰旁路到电平地上去,从而来维持恒定的直流电压。旁路电容器从电源供给上充当解耦IC的作用。

我们必须要认识到,电源电压的波动并不是单纯由随机低压波动造成的。它们也可能是由大电流切换引起的电压波动造成的,并且这种大电流切换也引起了电源线的电流突变。这些设备所吸引的电流越多,电源线电流波纹就越大。从这一点讲,继电器和电动机开关动作后导致的结果并不好(通常这些设备

与反馈二极管或某些瞬时抑制器相连以限制瞬间响应的突变，然而切换后的低压高频干扰响应仍将影响到电源线中）。由于两个晶体管同时开启的暂态原因，甚至TTL和CMOS集成电路在电源线中都会产生尖峰电流。5 V供电端子间的阻抗限制了供电电流，但是很快这个阻抗就会变小，并且瞬时电流就会增加到100 mA。由于设备开关的快速切换，这些瞬时电流通常含有高频分量。当电流尖峰扩散到电源分布系统后，就会产生10～100 mV的电压尖峰。更糟的是，如果所有线路都改变了状态，这种效应就更加明显，那将导致产生高达500 mV尖峰电压并扩散到电源线中去。这种瞬时响应将严重破坏逻辑电路的正常工作。

认识到这一点是很重要的：即供电电源和分布系统是非理想的（电线，PCB总线，等等）。供电电源有内部阻抗，同时线路分布系统（电线，PCB线路，等等）也含有许多小的阻抗、自感和电容。根据欧姆定律可知，分布式设备的任何电流突发响应都会导致供电系统电压不稳。

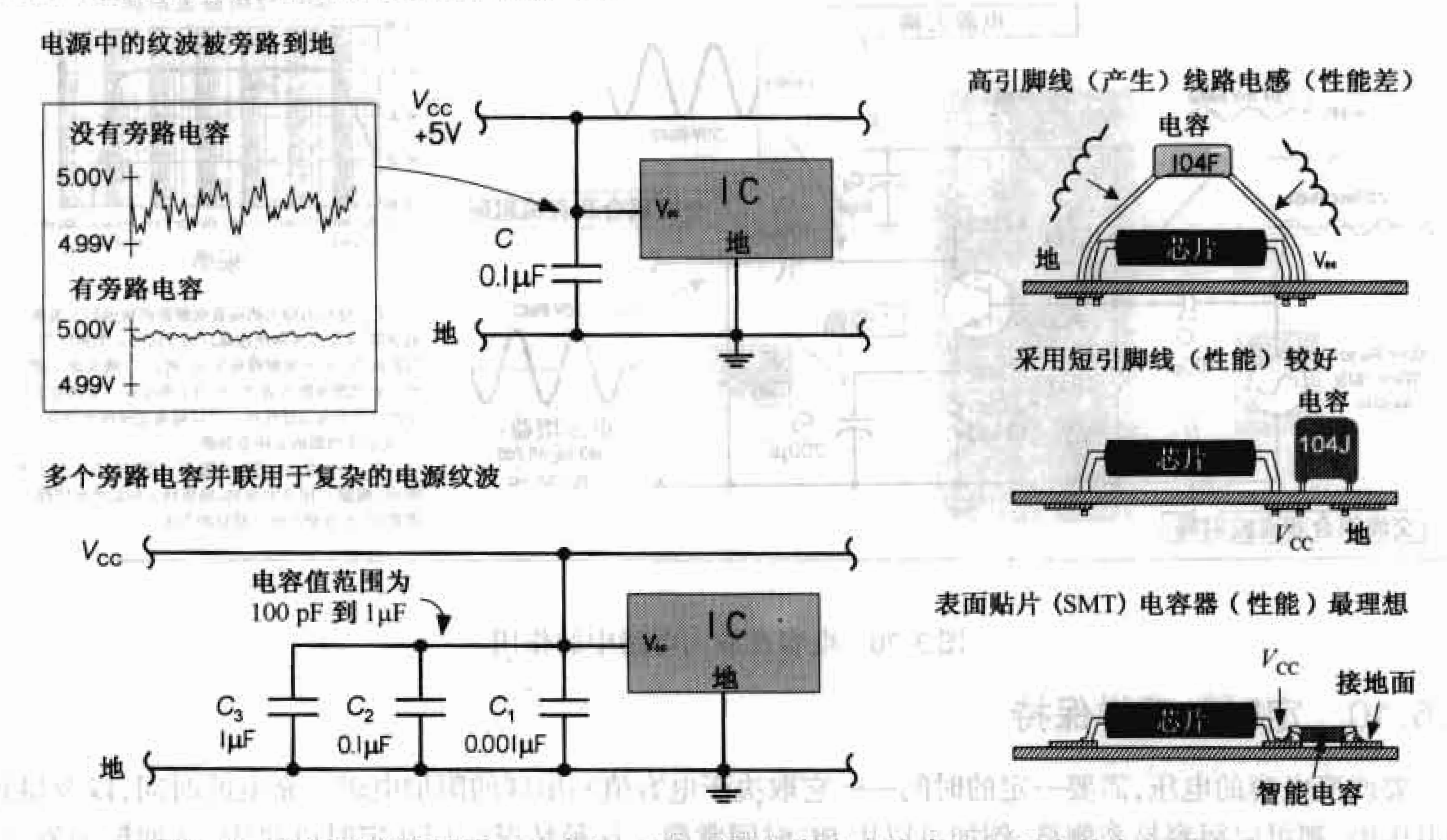


图3.69 上图电路使用了一个0.1 μF的去耦电容来去除直流电源中的高频瞬态分量；下图电路使用了多个不同电容值的电容器来处理宽范围的高频瞬态分量

解耦电容器的选择和设置

需要旁路的地方：高时钟频率的逻辑电路和其他敏感的模拟电路都需要给供电电源解耦。作为一般规则，每个数字芯片可以用一个0.1 μF的陶瓷电容，每个模拟芯片用两个0.1 μF陶瓷电容，每8个IC或一排IC用一个1 μF钽电容，当然电容也可以配置少一些。旁路电容最好放在和电源连接的位置上。当电源线连接到另外一块板子上或者长的电线上时，最好放置上一个旁路电容，因为长电线的作用相当于感应天线，它可以从任何磁场中接收电噪声。具体的做法，是在电线两端各接一个0.01 μF或0.001 μF的电容。

电容器的放置：电容器的放置对于高频解耦而言是至关重要的，放置电容越靠近集成电路越好，要接在电源端和地端之间，并要保证线路有较宽的尺寸（印制电路）。布线的顺序是从设备到电容，再到电源端。电容的引线长度必须小于1.5 mm；即使是少量的电线也会有相当大的电感，它和电容之间会产生谐振。从这个角度考虑，表面衬垫的电容是最好的，因为你甚至可以把它们放在电源的上端，这样也可以消除线路电感。

电容的大小：纹波的频率在选电容值大小中起着至关重要的作用。THUMB法则：纹波的频率越高，旁路电容就越小。在图3.69中，若谐振频率在10～100 MHz，则0.01～0.1 μF的电容就可以用来处理高频暂态。如果在电路中有着非常高频的器件，那就可以考虑用一对并联电容，一个电容值大点（比如说0.01 μF）另一个小点（比如说100 pF）。如果有比较复杂的纹波，可以用几个并联的旁路电容，每一个用来针对不同的频率。例如，在图3.69所示的电路中，C_1（1 μF）捕捉低电压端，它的频率相对低（和总线暂态有关），C_2（0.1 μF）捕捉中频段，C_3（0.001 μF）负责高频段。一般情况下，解耦值从100 pF～1 μF。除非在特殊情况

下,每一个单独的集成电路中不需要放置一个 1 μF 大的电容;如果在每个集成电路和电容之间有一个少于 10 cm 宽的印制电路线条,那就可以几个 IC 共用一个电容。

电容器的种类:在解耦中电容器的种类选择是非常重要的。避免电容有低的等效串联电阻(ESR),高自感,高损耗系数等。例如,铝电解电容在高频解耦中并不合适。而且,前面提到的钽电解电容在解耦低频中是十分有效的。单片陶瓷电容,特别是敷在表面的电容,由于它的低 ESL 和高频率响应,特别适于高频解耦。聚酯和聚丙烯电容也是不错的选择,只要把引线的长度缩短一点就行。最终选择的电容取决于想去除的频率段。参阅表 3.7,有一些参考的解耦电容。

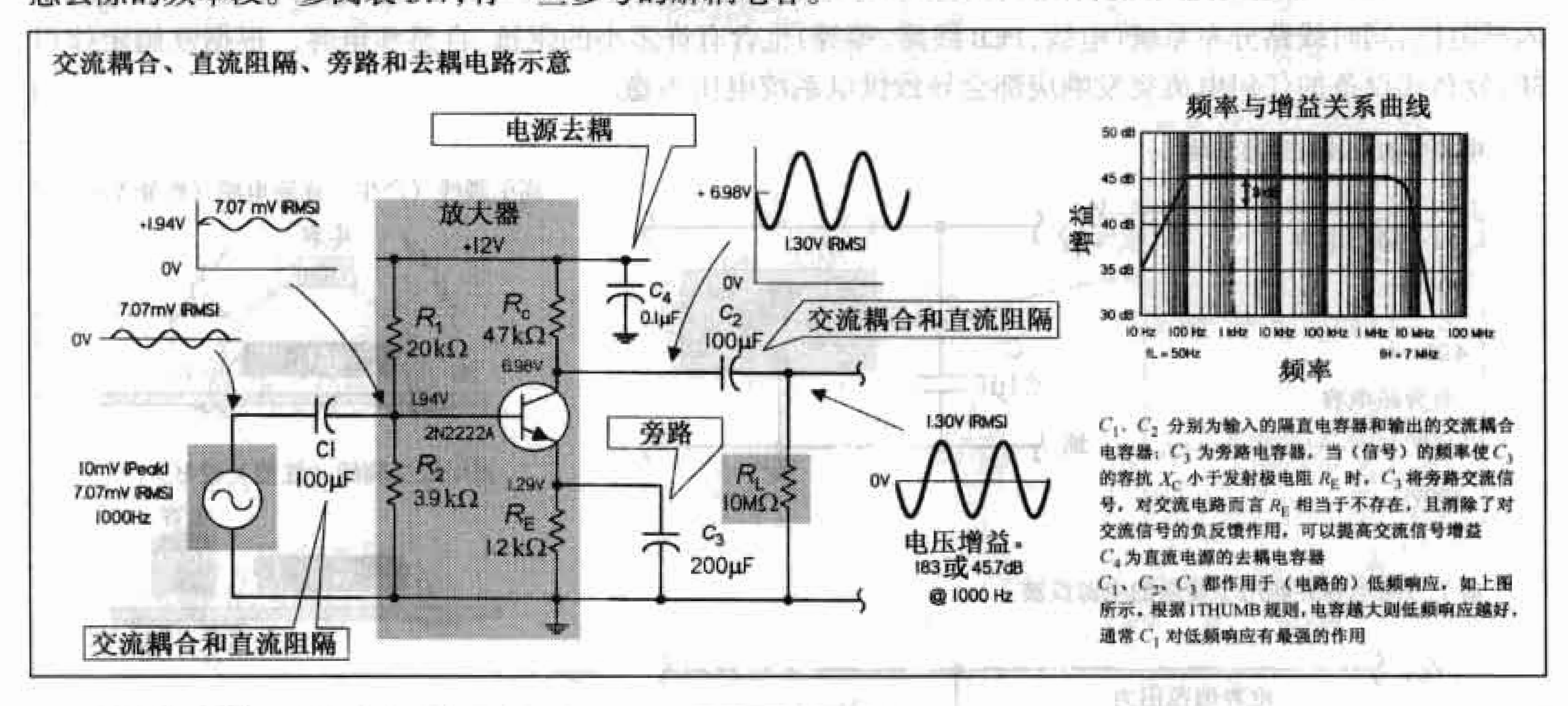


图 3.70 电容在放大电路中的作用

3.6.10 定时和采样保持

要改变电容的电压,需要一定的时间——它取决于电容值和串联的附加电阻。充电的时间,以及得到的电压值,都可以很容易来测算,例如可以用 RC 时间常数。这种情况应用在定时电路中,比如振荡器,信号发生器,定时器。在图 3.71 中,解释了一个简单的弛张振荡器是如何工作的。

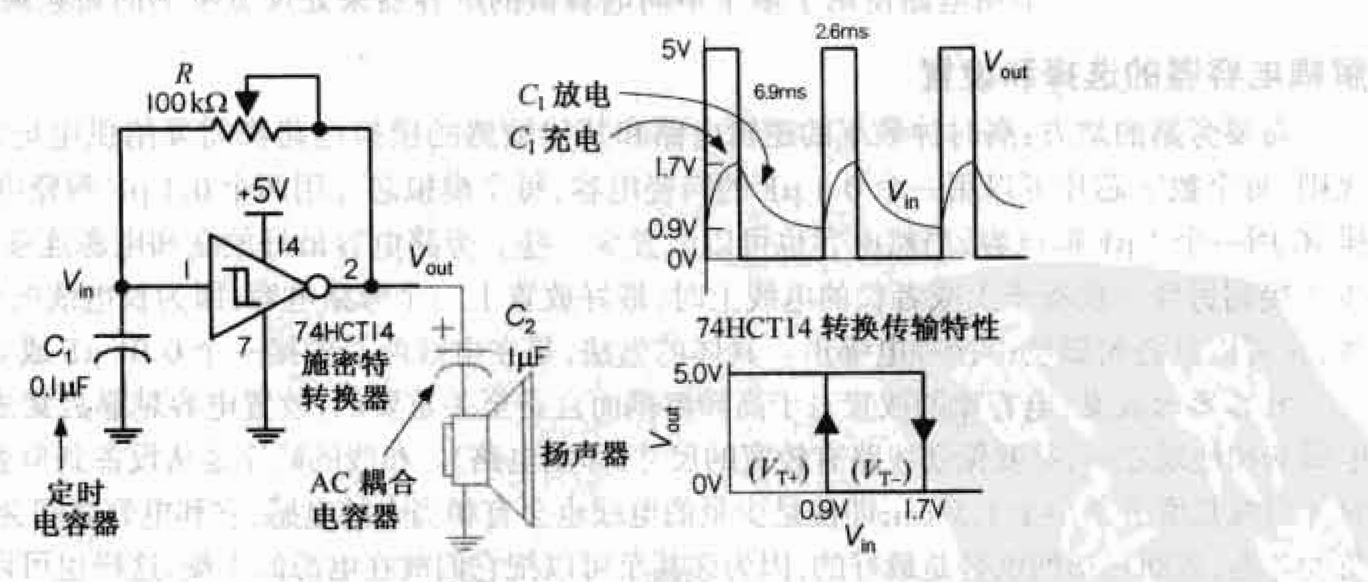


图 3.71 弛张振荡器的工作原理

在采样和保持电路中,电容可以得到一个模拟电压,这个电压和采样期间的电压一样(开关闭合时)。这个在电容存储的电压可以保持到一个新的采样出现。图 3.72 是采样保持电路。

在定时和采样保持电路中,需要注意的重要电容参数有:高绝缘电阻,相对低的等效串联电阻(ESR),低电介质吸收率率和高的电容稳定性。具有高绝缘电阻的聚苯乙烯电容在许多定时和存储应用中效果非常好,除了在定时电路中,频率会超过几十万赫兹,此时等效串联电感(ESL)变得需要考虑。单片陶瓷电

容,虽然比较适合于高频率,但有着相当大的高电介质吸收率,这使得它们不适合在采样和保持电路中应用。其他电容,包括聚丙烯和聚酯电容,经常应用在这两种电路中,而它们都有着较好的绝缘电阻等级。在低频弛张振荡器和定时器中,电解电容经常被应用,但它们并没有用在采样与保持电路中;它的电量泄漏太快,无法保持一个恒定的采样电压。

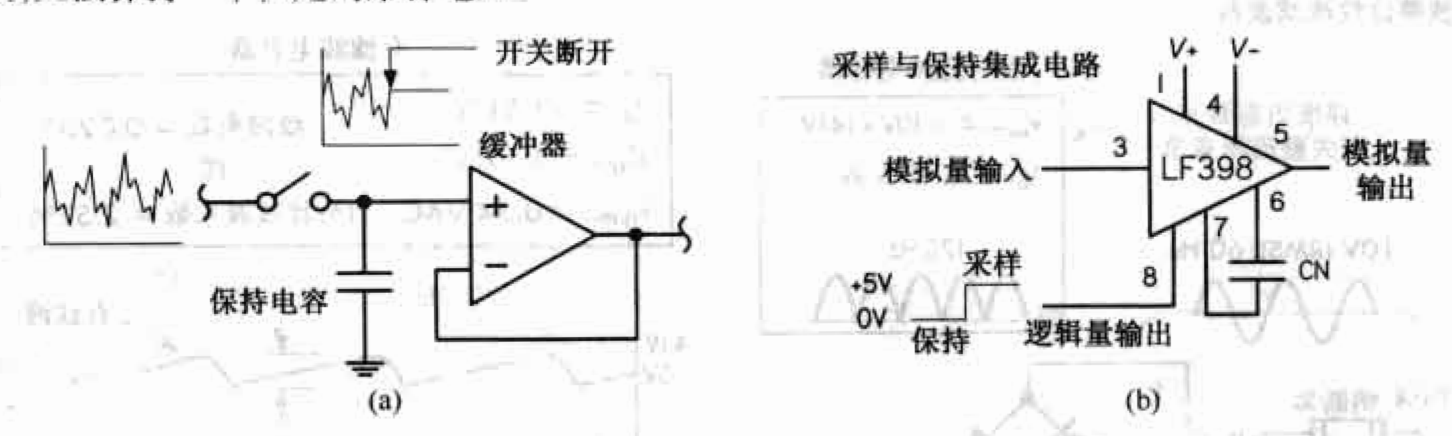


图 3.72 采样和保持电路

简单的弛张振荡器

当一个电容通过电阻充电时,它的电压随着一个可以测算的曲线变化。通过把电容电压加在集成电路上的输入端,一旦电容电压达到触发值,集成电路就会触发一个输出响应。例如,在图 3.71 的电路中,一个 74HCT14 施密特反相器和一个 RC 网络,组成了一个简单的方波振荡器。假设电容被放电,反相器的输出是高电压(+ 5 V)。电流通过电阻并开始在电容中充电聚积电压。一旦电容电压达到 1.7 V,反相器有高的电压输入,输出就会变低。此时电容 C_1 就开始放电,而且一旦它的电压低过 0.9 V,反相器就会有低电压输入,如此就会使输出变高,这种充放电一直不断地持续,振荡器的频率由电路的 RC 时间常数决定。电容小,频率就会高,因为它的充放电时间短。有许多不同种类的电容可以被应用,比如聚丙烯,聚酯,聚苯乙烯(频率低于几十万赫兹)和电解电容(频率比较低)。

采样和保持电路

采样与保持电路被用来采集模拟信号,保持信号直到它可以被分析或转化,比如说,转化为数字信号。在图 3.72(a)所示的中,开关被当做采样/保持控制。开关闭合时采样开始,开关打开时,采样结束。当开关打开时,当前的输入电压就会被存储在 C 中。运算放大器作为一个缓冲器,来传递电容电压到输出端,同时防止电容放电(理想情况下,没有电流进入运算放大器的输入端)。采样电压可以被保持的时间长短,取决于电容的漏电情况。要用高等效串联电阻(ESR),低电介质吸收率,低等效串联电感(ESL)和高稳定性的电容。

LF398 是一个特殊的采样保持集成电路,它的采样保持控制功能是通过一个数字输入信号来完成的。外接电容也需要用来保持采样电压。

3.6.11 RC 波纹滤波器

在图 3.73 所示的全波整流直流电源中,用一个电容来平滑整流后的直流电压,从而输出一个恒定的直流电压。电容存储电能,当整流后的脉动直流电压低于电容电压的峰值时把电能传给负载。当然,在这个过程中,电压根据 RLC 时间常数降低,直到电容在另一个正循环中重新充电,输出电压也因此呈现出一个小的交流纹波。纹波加在敏感电路上时经常会带来不好的结果,用一个容值大的电容器来使纹波尽量减小就变得很重要。图 3.74 给出了在已知输入频率,平均直流整流电压,电容和负载电阻的数值后,如何得出和计算纹波电压,平均直流电压和纹波系数。

纹波系数代表了每个直流平均输出电压中的最大变量。典型和期望的实用纹波因数经常是 0.05。电容的典型值是 1000 μF 或者更大。增加负载电阻(减小负载电流)也可以使纹波系数减小。为了达到更大的电容值,也可以采用并联滤波电容的方法。

在很多情况下,可以在滤波电容和负载之间加一个稳压集成电路以确保在负载电流变化时,输出电压恒定。典型的稳压电路已添加了内置纹波滤波功能。可参阅关于稳压电路和电源供给的章节。

电压滤波中需要考虑的电容特征值有ESR,电压和纹波电流等级。在大多数的电源供给中,滤波电容是电解电容,因为其他种类的电容不能提供需要的大电容值。在一些高电压,高电流供给场合下,也会用到油电容器。

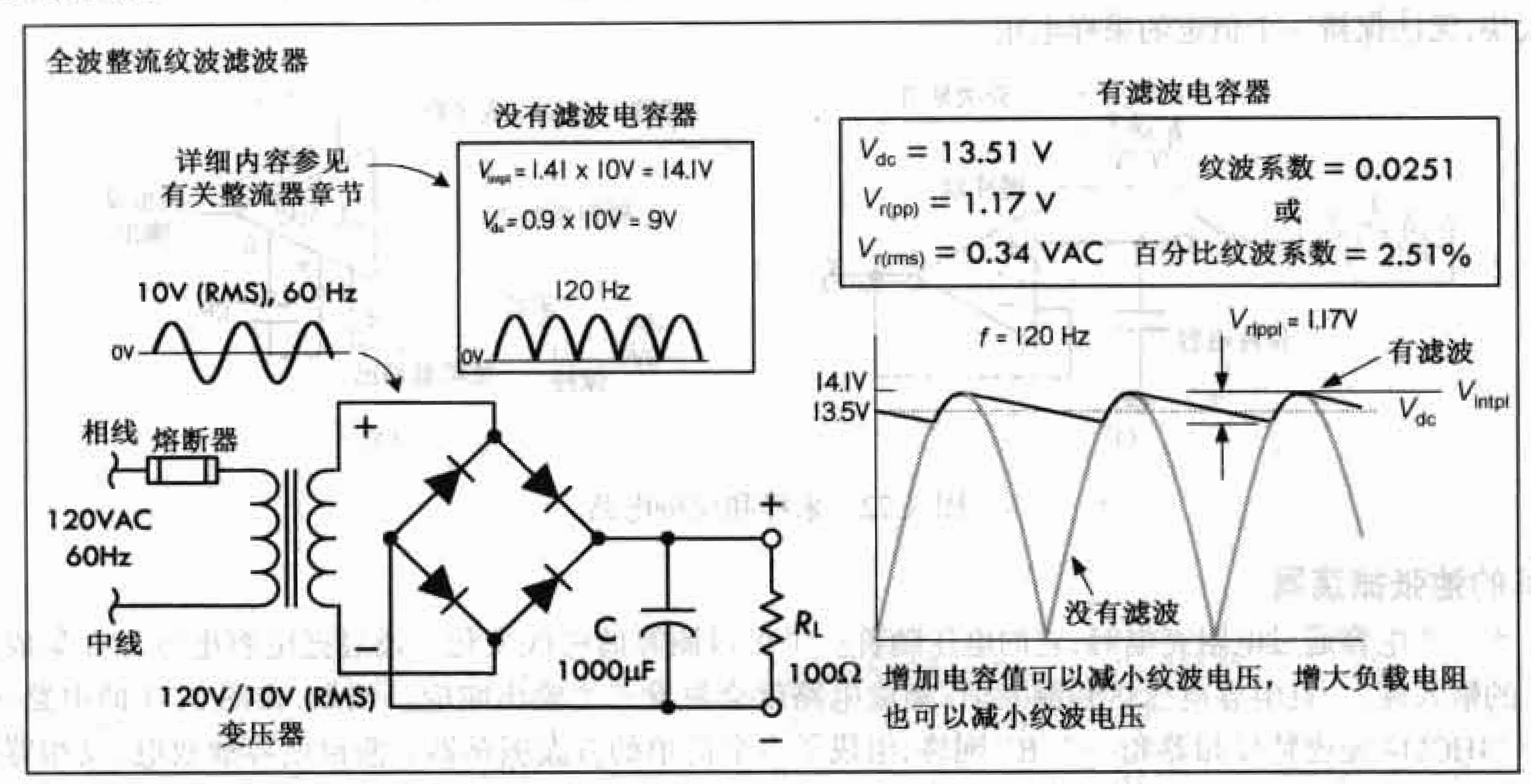


图 3.73 在这里,一个 1000 μF 的电容提供滤波器用来减小输出纹波电压。有一个 100 Ω 的负载,这个电路的纹波电压是0.34 VAC,或者是1.17 V峰值。纹波系数(从平均直流电压中分离出RMS纹波电压)是0.002 51。如果我们用半波整流器去替代全波桥,纹波电压就会最多变成原来的两倍(参见图3.74的计算式和本章结尾的习题7)

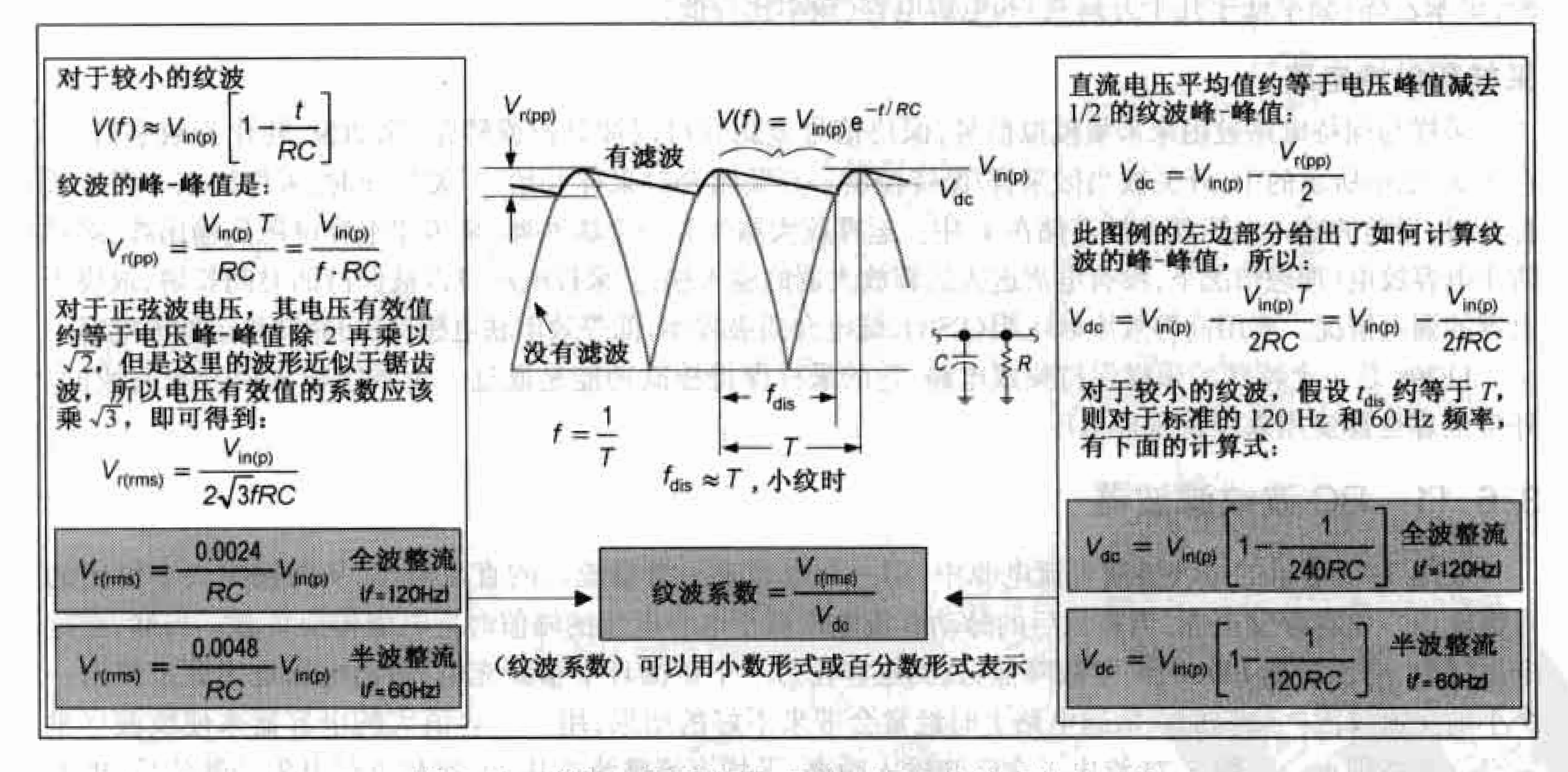


图 3.74 直流电压平均值、纹波电压和纹波系数的计算

3.6.12 电弧抑制

有两种类型的放电可以危害开关触点和在开关过程中产生噪声。第一种是辉光放电,由触点间的气体点燃产生。它们可以在 320 V 有 0.0003 的缝隙,而且可以在更宽的缝隙下维持。另一种放电是电弧放电,产生于更小的电压下,大约是 0.5 MV/cm。需要最小电压和电流来维持电路的放电。触点的材料在维持电弧放电的过程中也是很重要的(参见图 3.77 中的表格)。

扬声器分频网络(参见图 3.75)

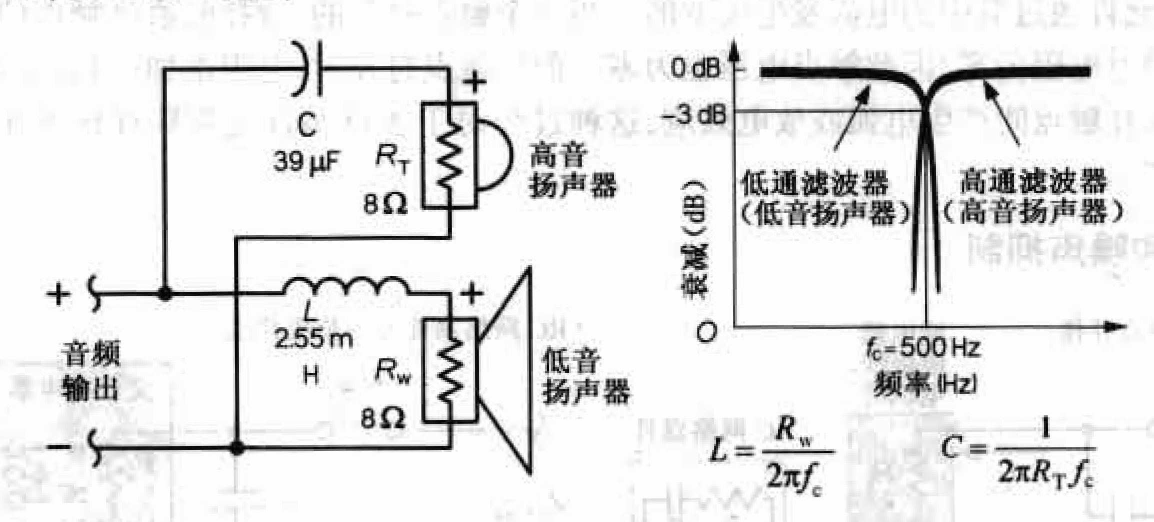


图 3.75 交叉网络被用来给每一个在系统中的扬声器一段频率范围,这段频率范围针对一个扬声器的动态范围而做出响应的。例如,在图中的电路是一个针对系统的一阶交迭,包括高音扩音器(动态高频)和低音扩音器(动态低频)。要把高频转移到高音扩音器,电容需要和高音扩音器连接到一起,此处,高音扩音器的内电阻和电容组成了一个高通 RC 电路。低通滤波器是用来把低频传到低音扩音器。它把电感和低音扩音器的电阻连在一起。响应曲线和用来计算每一个滤波器截止频率的的公式在图的右边给出。一些比较流行的交迭电容包括聚丙烯,聚酯和金属薄膜电容器

有源滤波器(参见图 3.76)

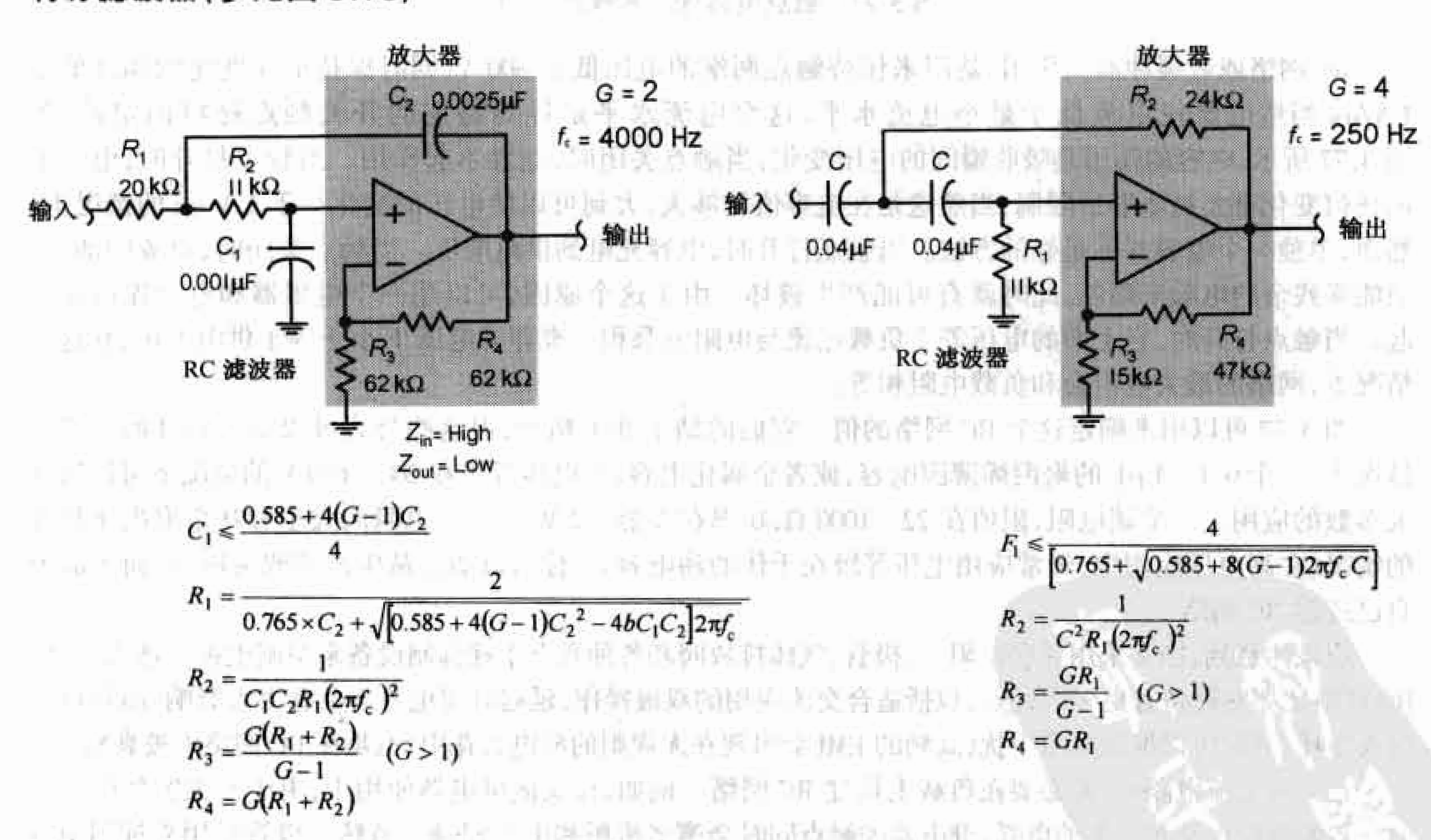
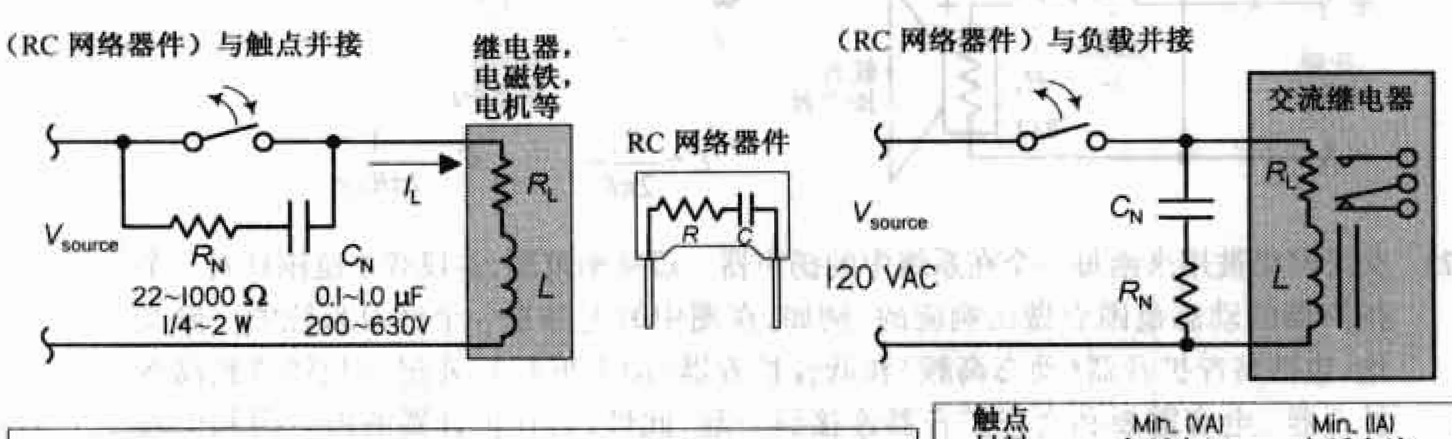


图 3.76 在运算放大器的帮助下,则增益,低通,高通,带通,陷波等滤波器便可以被构造出来。这种滤波器被称为有源滤波器,因为存在有源器件(运算放大器),和它相对的是无源滤波器(没有有源器件的滤波器)。图中的低通和高通滤波器适合于音频应用。增益和期望的截止频率(−3 dB)可以用提供的公式来计算。聚酯,聚丙烯薄膜和金属化电容器很适合用于音频范围的滤波器

放电和火花产生的原因是电感负载的电路突然切断,例如继电器,发电机,螺线管或者变压器等。这些感性负载是不允许通过其中的电流发生突变的。当一个触点打开的一瞬间,通过触点的电流不能改变。当开关闭合时,触点电阻为零,因此触点电压也为零。而当触点打开时,电阻增加(而电流不变),从而触点产生高电压,进而在触点间产生电弧或放电效应,这种过程对于触点而言通常具有破坏性,它加速触点的灼蚀(参见图 3.77)。

触点电弧保护和噪声抑制



RC 网络的功能:

1. 保证并联的触点两端电压低于 300V: $C \leqslant (IL/300)^2 L$
2. 保证电压充电率低于 1V/μs: $C \geqslant IL \times 10^{-6}$
3. 保证电流低于表中所示的(极限)值

触点材料	Min. (V) 电弧电压	Min. (A) 电弧电流
银	12	400
金	15	400
(含金) 合金	9	400
钯	16	800
铂	17.5	700

图 3.77 触点电弧保护和噪声抑制

RC 网络或者缓冲器的作用,是用来保持触点两端的电压低于 300 V,同时保持电压变化的幅度低于 1 V/μs,当然也要使电流低于最小电流水平,这个电流水平是针对特定的开关触点材料而定的,如图 3.77 所示。电容的作用是吸收瞬间的电压变化,当触点关闭时,电容不起作用。当触点打开时,电压上的任何变化都要被电容所限制,当然这是在电容值足够大,大到可以使电压的变化小于 1 V/μs 的情况下。然而,单独一个电容并不是好的方法。当触点打开时,电容充电到供电电压。当触点关闭时,电流的涌入,只能靠残余的电阻来限制,此时就有可能产生破坏。由于这个原因,可以用一个电阻器和电容连接在一起。当触点打开时,它上面的电压等于负载电流与电阻的乘积。推荐的电压 V 小于等于供电电压,在这种情况下,网络的最大电阻会和负载电阻相等。

图 3.77 可以用来确定这个 RC 网络的值。它们的结果并不精确,但这些公式可以给出估计值。通常情况下,一个 0.1 ~ 1 μF 的聚丙烯薄膜电容,或者金属化电容,其电压等级在 200 ~ 630 V 的情况下可以适合大多数的应用。一个碳电阻,阻值在 22 ~ 1000 Ω,功率在 0.25 ~ 2 W 的——电阻的大小和瓦数取决于负载的情况(在高电压应用中,经常应用电压等级在千伏的油电容)。你可以通过从生产商购买成品,而不需要自己搭建 RC 网络。

应该注意到,经常采用并联电阻、二极管、气体排放阀和各种暂态干扰抑制设备来抑制电弧。然而,一些 RC 网络比那些设备有更多的优点,包括适合交流应用的双极操作,延迟时间也并不会有太大影响,而且没有电流损耗;同时可以抑制电磁干扰(高频的 EMI 会出现在无规则的放电火花中,但是在 RC 网络中被衰减)。

在一些交流电路中,有必要在负载上构建 RC 网络。例如,在交流继电器使用中,由于开关突然的切换而导致的感应火花而产生的电弧,继电器的触点同时会遭受机械和电的侵蚀。虽然二极管是用来抑制由直流继电器产生的暂态电流,它们却不可以在交流继电器中使用,因为此时电源是双极性的。图 3.77 中最左边的电路表明连接在交流继电器上的 RC 网络是用来减小火花效应的。

3.6.13 超级电容的应用

超级电容特别高的容量和低的泄漏率使得它们在许多需要短时间再充电的低能量供应中非常适合。许多有趣的太阳能电路可以用到,比如说觅光(light-seeking)机器人,它们用存储在超级电容上的太阳能来

驱动小电机。通常情况下，在这些电路中，特别的节能调整电路被用来驱动电机从而来节省能量。图3.78中给出了一些简单的超级电容实用电路，供入门参考。

图3.78(a)中的电路是用超级电容存储来自太阳能板的能量。电容值越大，可以存储越多的能量，从而有越多的能量可以被送往负载。在这里，一个简单的闪烁发光二极管(FLED)被用做夜晚的指示灯，它可以得到来自超级电容白天充电的能量。假设太阳能面板已经把电容值 C 为0.047 F的电容充满电，则当开关打开时或当灯移开时，闪光指示灯闪动大约10分钟。而当电容值 C 等于1.5 F时，发光二极管闪动可达几小时。你也可以做许多其他的太阳能电路板，比如太阳能发动机或后备电源供给。虽然这些电路有些复杂，但基本和这里所展示的电路用的是相同的能量储存原理。

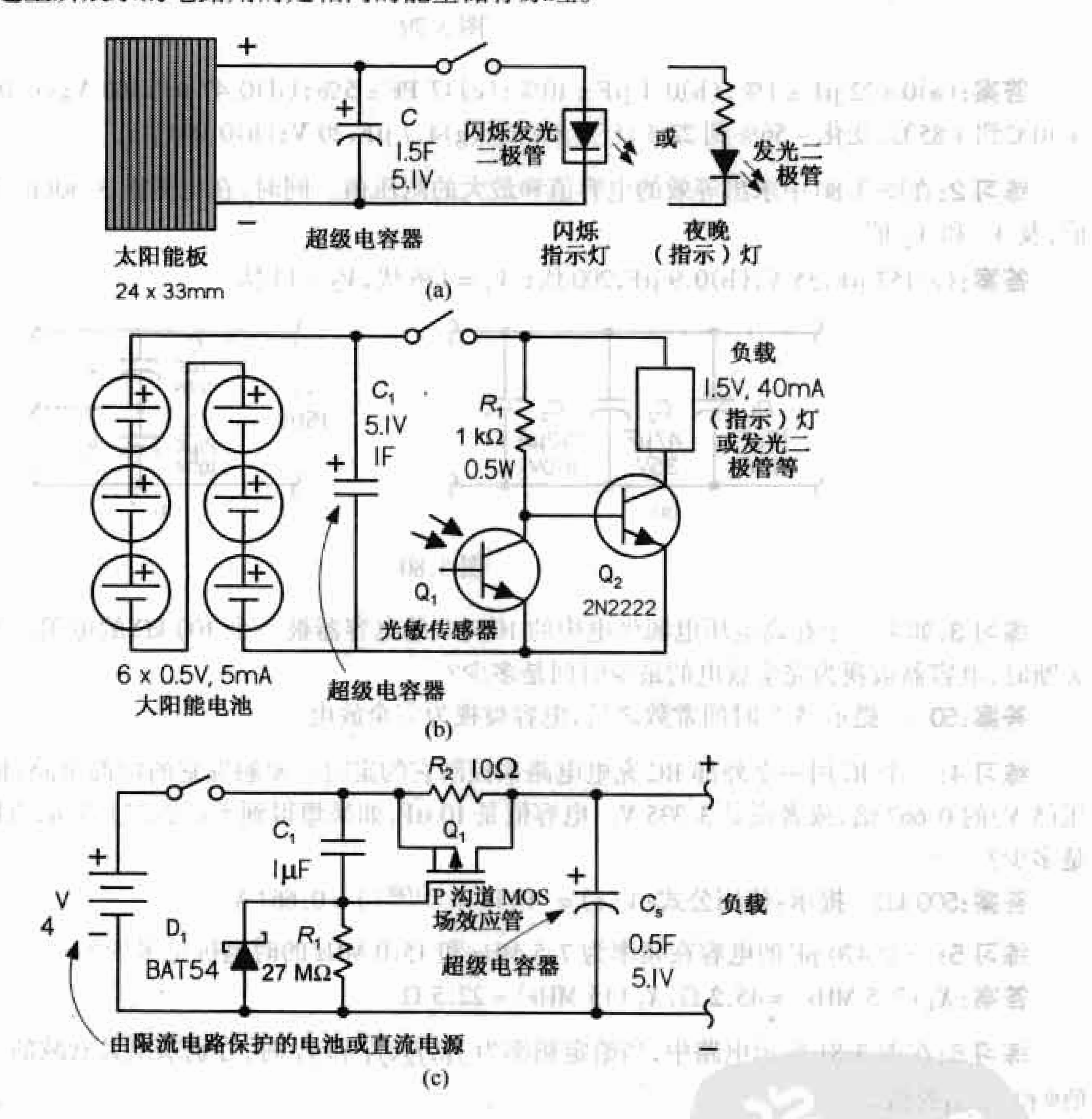


图3.78 (a) 无电池太阳能存储；(b) 具有光感应器的类似电路；(c) 具有限流电路保护的后备电源

图3.78(b)所示的电路与第一个电路是相似的。当有光的时候，光电晶体管 Q_1 导通并使 Q_2 截止。这使得超级电容 C_1 不充电；当没有光的时候，Q_1 截止，Q_2 导通，从而对一个40 mA，1.5 V的灯可以提供大约10 s的照明。这可以作为短期的夜灯，用于邮箱或者接近家里的门口。这对于避免因解决电池损坏而引起的麻烦来说是个非常好的电路。

图3.78(c)所示的的电路用一个超级电容作为电池的后备电源(或者作为具有电流限制保护的直流电源)。和前面的电路一样，能量被存储在超级电容器里；当电源被用于电路时，电路增加了限流调控环节来限制传给超级电容的电流。在没有加上大电流负载在电池两端的时候可以给超级电容器充电。场效应晶体管选取的额定参数必须可以承受住在充电期间所产生的热量。每当设备打开时刻，由于它是一个维持大约几秒钟的一次性事件，所以场效应晶体管没必要考虑此时能量持续耗散的问题。

3.6.14 练习

练习1:下面各个电容器的标签都是什么意思(参见图3.79)?

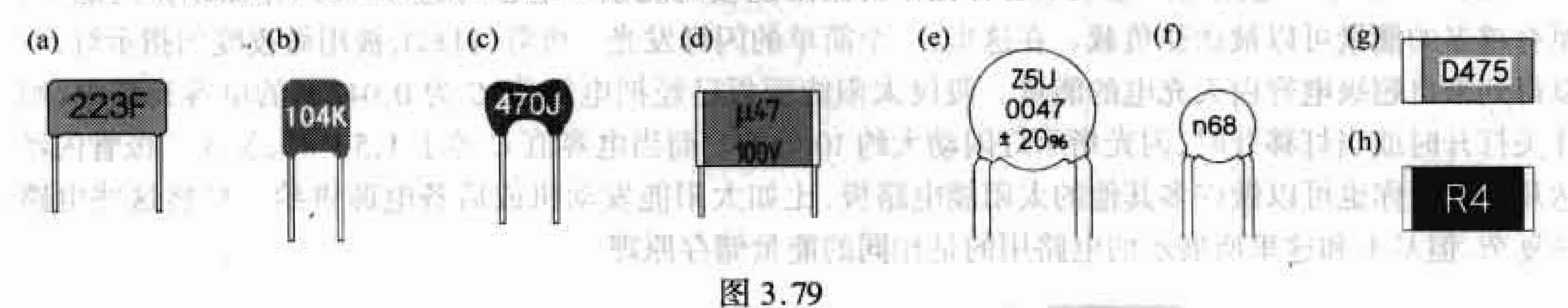


图3.79

答案:(a)0.022 μF ± 1%;(b)0.1 μF ± 10%;(c)47 PF ± 5%;(d)0.47 μF,100 V;(e)0.047 μF ± 20%,从 + 10℃到 + 85℃,变化 − 56%到22%;(f)0.68 nF;(g)4.7 μF,20 V;(h)0.043 μF

练习2:在图3.80中求出等效的电容值和最大的耐压值。同时,在电路图8.30(b)中求出等效的电容值,及 V_1 和 V_2 值。

答案:(a)157 μF,35 V;(b)0.9 μF,200 伏; V_1 = 136 伏,V_2 = 14 伏

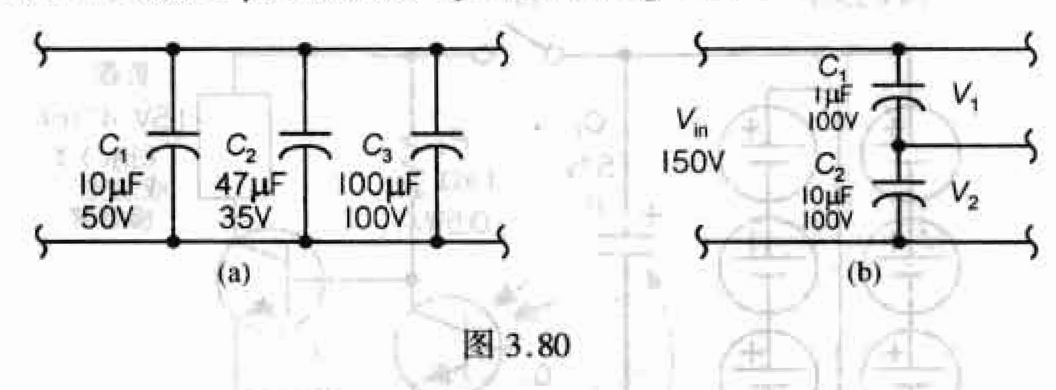


图3.80

练习3:如果一个在高电压电源供电中的100 μF的电容器被一个100 kΩ的电阻所短路,那么,当电源关断时,电容器被视为完全放电的最少时间是多少?

答案:50 s。提示:5个时间常数之后,电容被视为完全放电

练习4:一个IC用一个外部RC充电电路来控制它的定时。要触发它的内部电路,IC电路需要输入电压(5 V)的0.667倍,或者说是3.335 V。电容值是10 μF,如果想得到5 s的定时周期,电路中的电阻值应该是多少?

答案:500 kΩ。提示:使用公式:$V(t) = V(1 - e^{-(t/RC)}) = 0.667\ V$

练习5:一个470 pF的电容在频率为7.5 MHz和15.0 MHz的时电抗是多少?

答案:X_C(7.5 MHz) = 45.2 Ω,X_C(15 MHz) = 22.5 Ω

练习6:在图3.81所示电路中,当给定频率为 f_1,f_2,f_3 和 f_4 时,分别求出其衰减的分贝值(A_{dB})、相移值ϕ和 f_{-3dB}的值。

答案:(a) f_{-3dB} = 100 097 Hz;f_1 = 1 MHz,A_{dB} = − 0.043 dB,ϕ = 5.71°;f_2 = 33 kHz,A_{dB} = − 10.08 dB,ϕ = 71.7°;f_3 = 5 kHz,A_{dB} = − 26.04 dB ,ϕ = 87.1°;f_4 = 100 Hz,A_{dB} = − 60.00 dB,ϕ = 89.9°

(b) f_{-3dB} = 318 Hz;f_1 = 10 kHz,A_{dB} = − 29.95 dB,ϕ = − 88.2°;f_2 = 1 kHz,A_{dB} = − 10.36 dB,ϕ = − 72.3°;f_3 = 500 Hz,A_{dB} = − 5.40 dB ,ϕ = − 57.5°;f_4 = 100 Hz,A_{dB} = − 0.41 dB,ϕ = − 17.4°

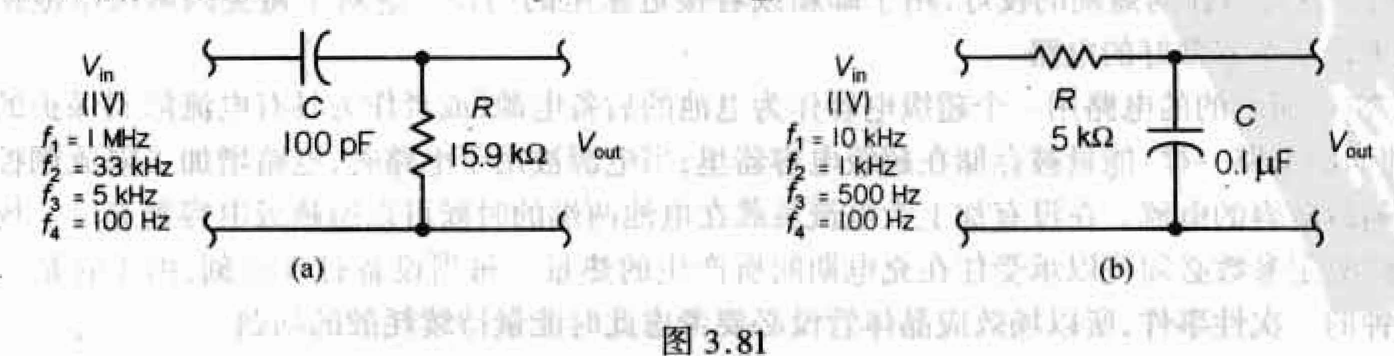


图3.81

练习 7:图 3.82 所示半波整流电路,求平均直流输出电压,纹波峰值电压,纹波电压有效值,纹波系数和纹波百分比。

答案:V_{dc} = 12.92 V, $V_{r(pp)}$ = 2.35 V, $V_{r(rms)}$ = 0.68 VAC, 纹波系数 = 0.0526,纹波百分数 = 5.26%(参见图 3.74)

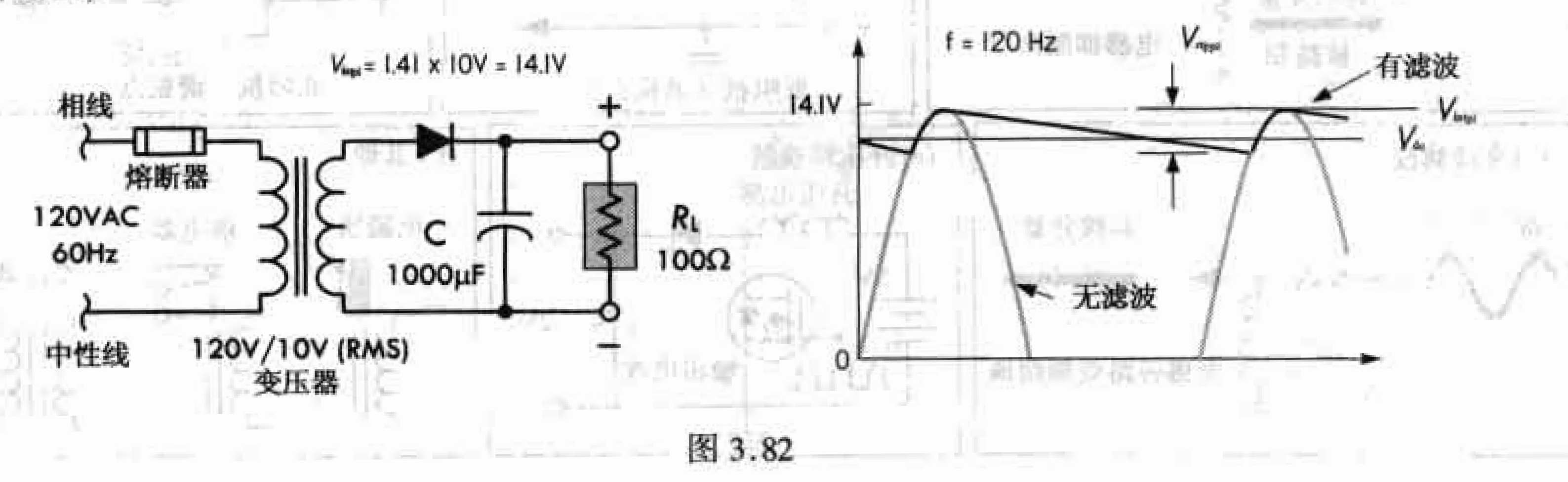


图 3.82

3.7　电感

电感(参见图 3.83)最基本的作用就是抑止流过它的电流突然变化(参见 2.24 节)。在交流情况下,电感的阻抗随着频率的增加而增加。因此电感的作用就是阻止高频信号通过,同时允许低频信号通过。通过选取合适的电感阻抗,就有可能构成一个高频阻塞器(例如,RF/EMI 阻塞器)。当电感串联在电源或信号路径中,可以阻止 RF(无线电频率)或者 EMI(电磁干扰)进入主电路。无线电频率和电磁干扰将会产生噪声和误触发。

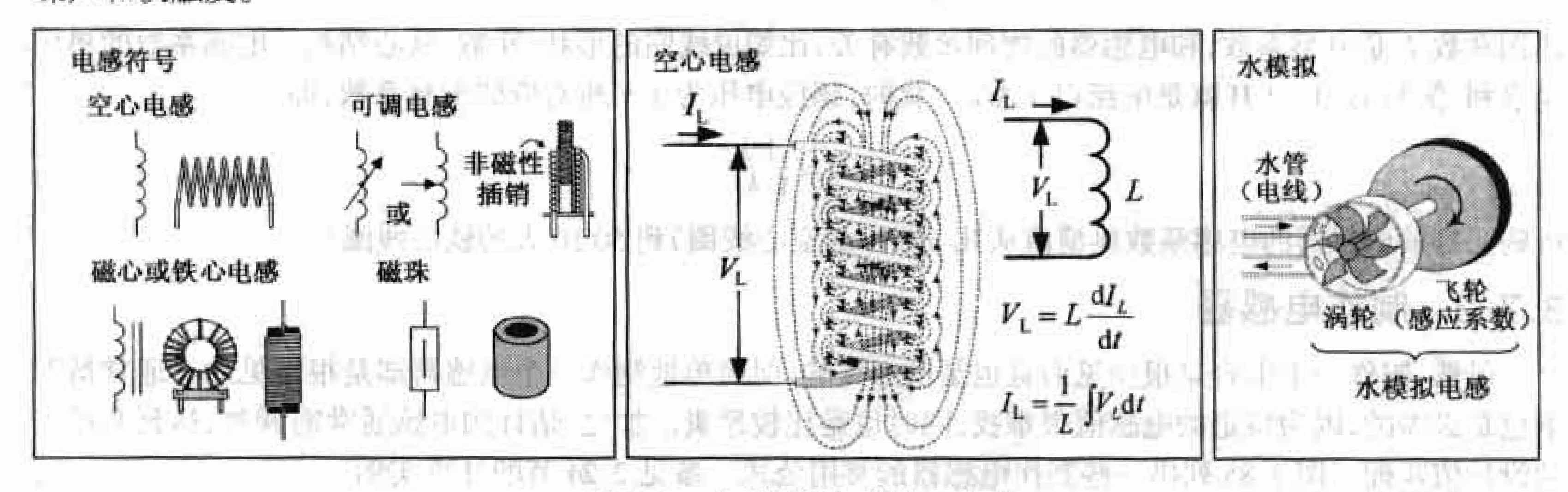


图 3.83　电感形状、符号与结构

电感和电阻或者电容组合可构成滤波电路。例如,图 3.84(a)和(b)中的低通和高通滤波器用电感做电抗元件。在低通滤波器中,电感会把高频信号分量阻塞掉,而在高通滤波电路中,电感会把低频信号旁路到地。串联谐振和并联谐振滤波器如图 3.84(c)和(d)所示。并联谐振滤波器被用在振荡器电路中,以滤除放大器输入中 LC 滤波器谐振频率以外的任何频率信号。这种电路常被用来解调无线发射器的载波信号。谐振滤波器在电台接收时同样可当做解调电路。LC 谐振滤波器也可用在数字时钟信号产生电路中。

电感的能量存储特性可以被用在开关电源电路中。例如,在图 3.84(e)中,升压电压转换器或升压开关变换器可将 5 V 的输入电压增加到 12 V 的输出电压。当控制元件(晶体管)导通时,电感存储能量。而与二极管隔离的负载由电容存储电荷供给。当控制元件关断时,存储在电感上的能量被叠加在输入电压上。此时,电感供给负载电流,同时电容重新充电。其他电压调整器包括降压调整器和反相调整器。

深度饱和的铁心电感可用来制作电磁铁,吸引铁和其他的铁磁物质。螺线管就是电磁铁,它有一个可移动的机械装置,其使能可由电流控制。该装置可用来控制门的开或关、电磁阀的开或关,继电器触点连接或断开。

共享磁通链的耦合电感可用来制造变压器——该装置可利用互感升、降电压或电流。

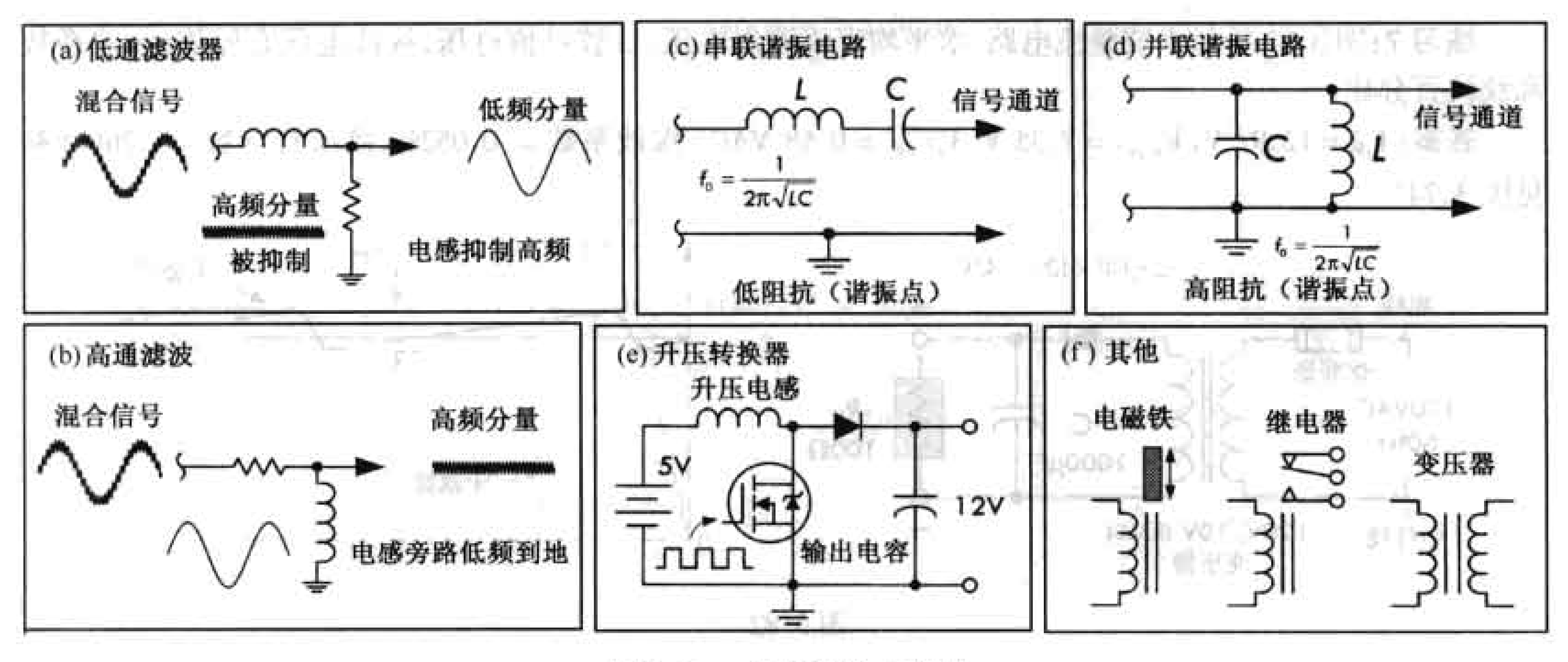


图 3.84 电感的基本应用

3.7.1 电感系数

电感电压和电流变化率成正比。电压和电流的关系可用下式描述：

$$V_L = L\frac{dI_L}{dt}\text{(电感电压 = 感应电压)}$$

$$I_L = \frac{1}{L}\int V_L dt\text{ (通过电感的电流)}$$

比例常数 L 是电感系数，和电感器的物理参数有关，比如说线圈的形状、匝数、铁心结构。电感系数的单位是亨利，简写为 H。1 H 就是电流以 1 A/s 变化时，感应电压为 1 V 所对应的电感系数，即

$$1\text{ H} = \frac{1\text{ V}}{1\text{ A/s}}$$

可购买到的电感器的电感系数典型值从几 nH(小的空心线圈)到 50 H(大的铁心线圈)。

3.7.2 制作电感器

虽然，制作一个电容是很少见而且也是没必要的，但简单地制作一个电感器却是很常见的。通常情况下也是必需的，因为特定的电感值很难找，同时也是比较昂贵。加之，估计的电感通常需调整，达到和精确的设计值匹配。图 3.85 列出一些制作电感器的常用公式。参见 2.24 节的计算实例。

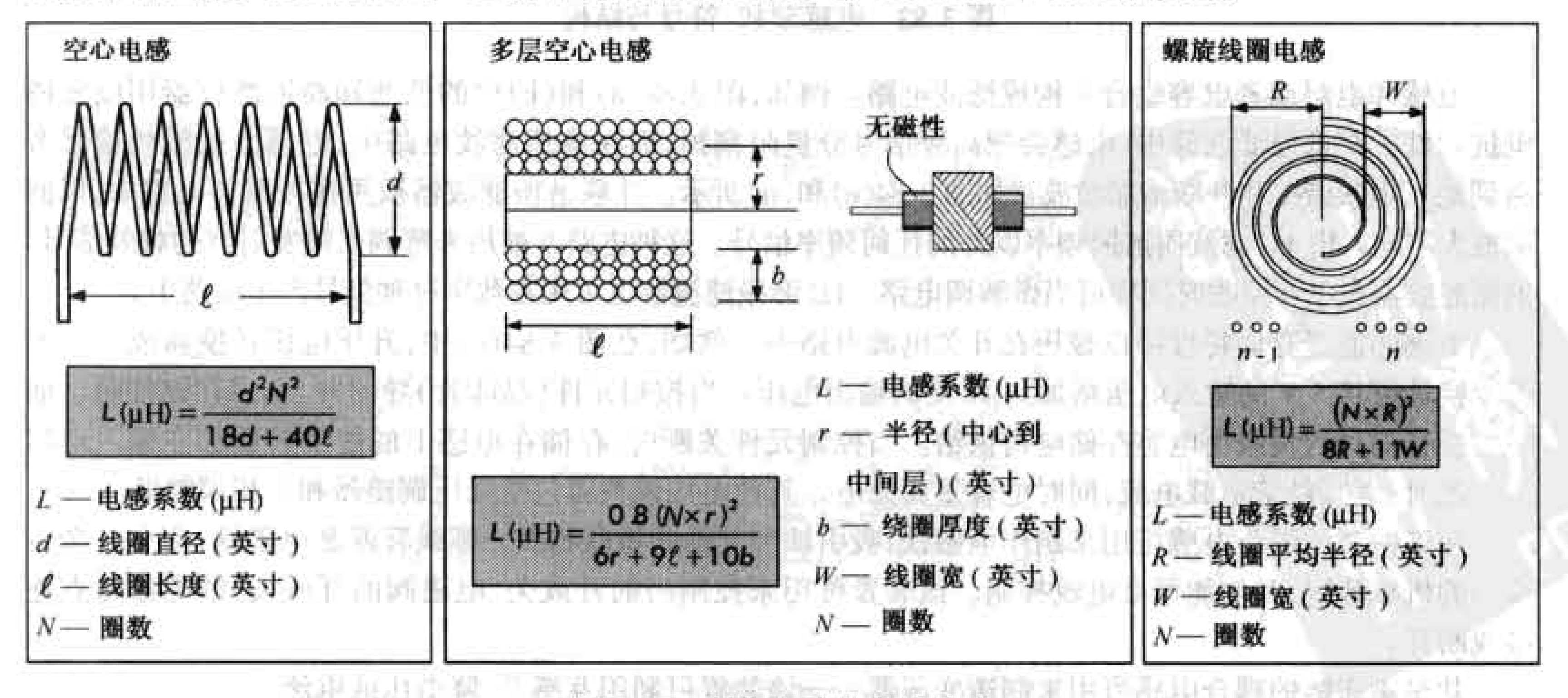
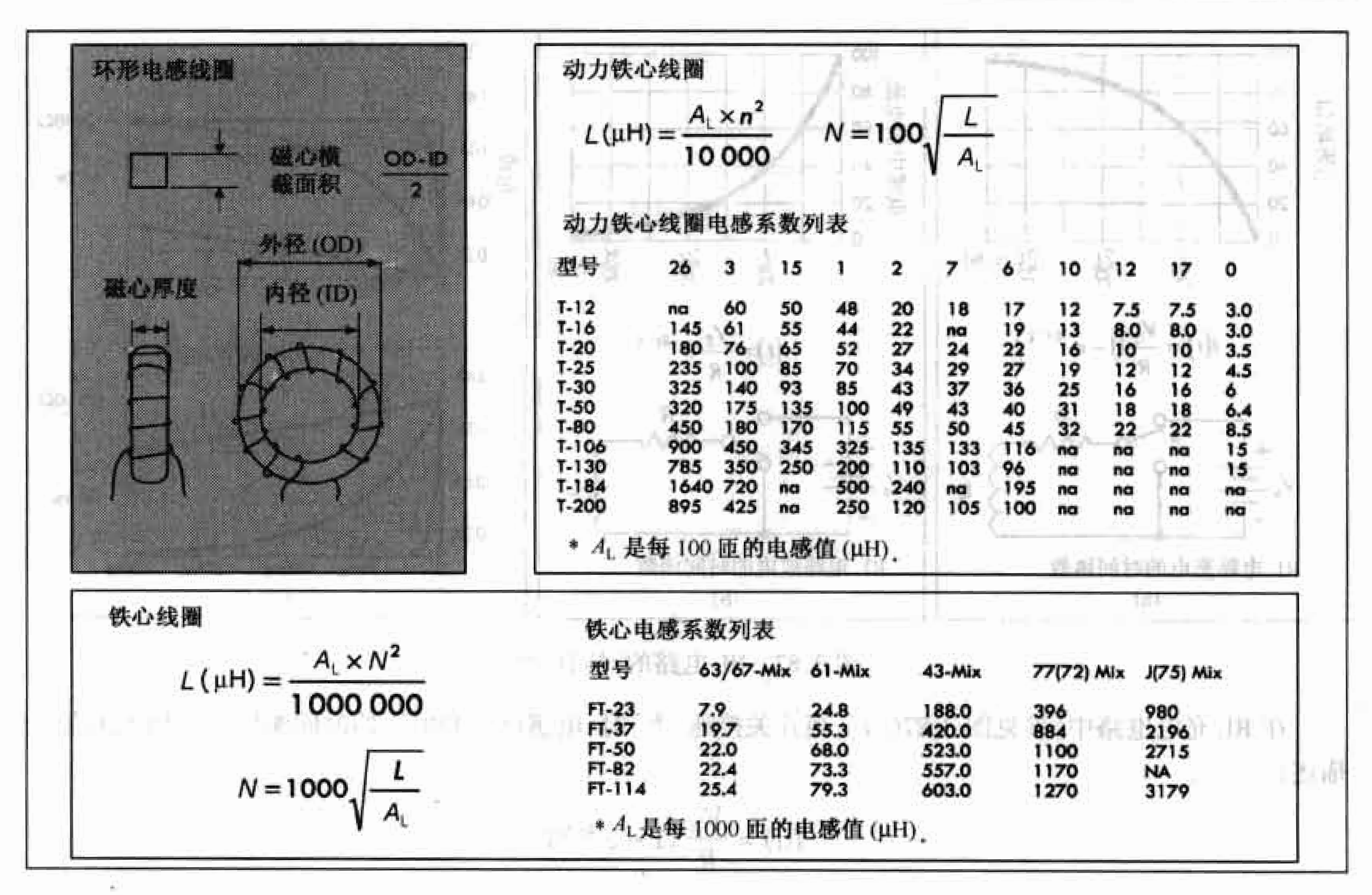


图 3.85 制作电感的常用公式



型号	26	3	15	1	2	7	6	10	12	17	0
T-12	na	60	50	48	20	18	17	12	7.5	7.5	3.0
T-16	145	61	55	44	22	na	19	13	8.0	8.0	3.0
T-20	180	76	65	52	27	24	22	16	10	10	3.5
T-25	235	100	85	70	34	29	27	19	12	12	4.5
T-30	325	140	93	85	43	37	36	25	16	16	6
T-50	320	175	135	100	49	43	40	31	18	18	6.4
T-80	450	180	170	115	55	50	45	32	22	22	8.5
T-106	900	450	345	325	135	133	116	na	na	na	15
T-130	785	350	250	200	110	103	96	na	na	na	15
T-184	1640	720	na	500	240	na	195	na	na	na	na
T-200	895	425	na	250	120	105	100	na	na	na	na

* A_L 是每 100 匝的电感值 (μH).

型号	63/67-Mix	61-Mix	43-Mix	77(72) Mix	J(75) Mix
FT-23	7.9	24.8	188.0	396	980
FT-37	19.7	55.3	420.0	884	2196
FT-50	22.0	68.0	523.0	1100	2715
FT-82	22.4	73.3	557.0	1170	NA
FT-114	25.4	79.3	603.0	1270	3179

* A_L 是每 1000 匝的电感值 (μH).

图 3.85(续)　制作电感的常用公式

3.7.3 电感的串、并联

当两个或更多的电感串联在一起的时候[参见图 3.86(a)],总电感值等于各个电感值之合,前提是电感之间的距离较远,无互感产生。

$$L_{TOT}=L_1+L_2+L_3+\cdots+L_N \quad (\text{串联电感})$$

如果电感是并联的[参见图 3.86(b)],不计互感的影响,总电感值为

$$\frac{1}{L_{TOT}}=\frac{1}{L_1}+\frac{1}{L_2}+\frac{1}{L_3}+\cdots+\frac{1}{L_N} \quad (\text{并联电感})$$

当只有两个电感并联时,上式可以简化为 $L_{TOT}=(L_1\times L_2)/(L_1+L_2)$,参见 2.24 节。

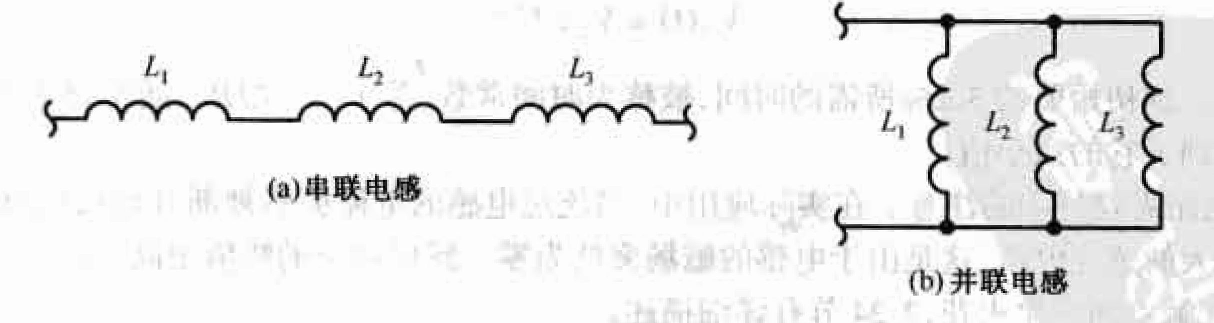


图 3.86　电感的串联与并联

3.7.4 RL 时间常数

当电阻和电感串联时,电阻控制电感器的存储或释放能量速率。图 3.87 给出了 RL 充电、放电电路的电流 - 时间曲线。

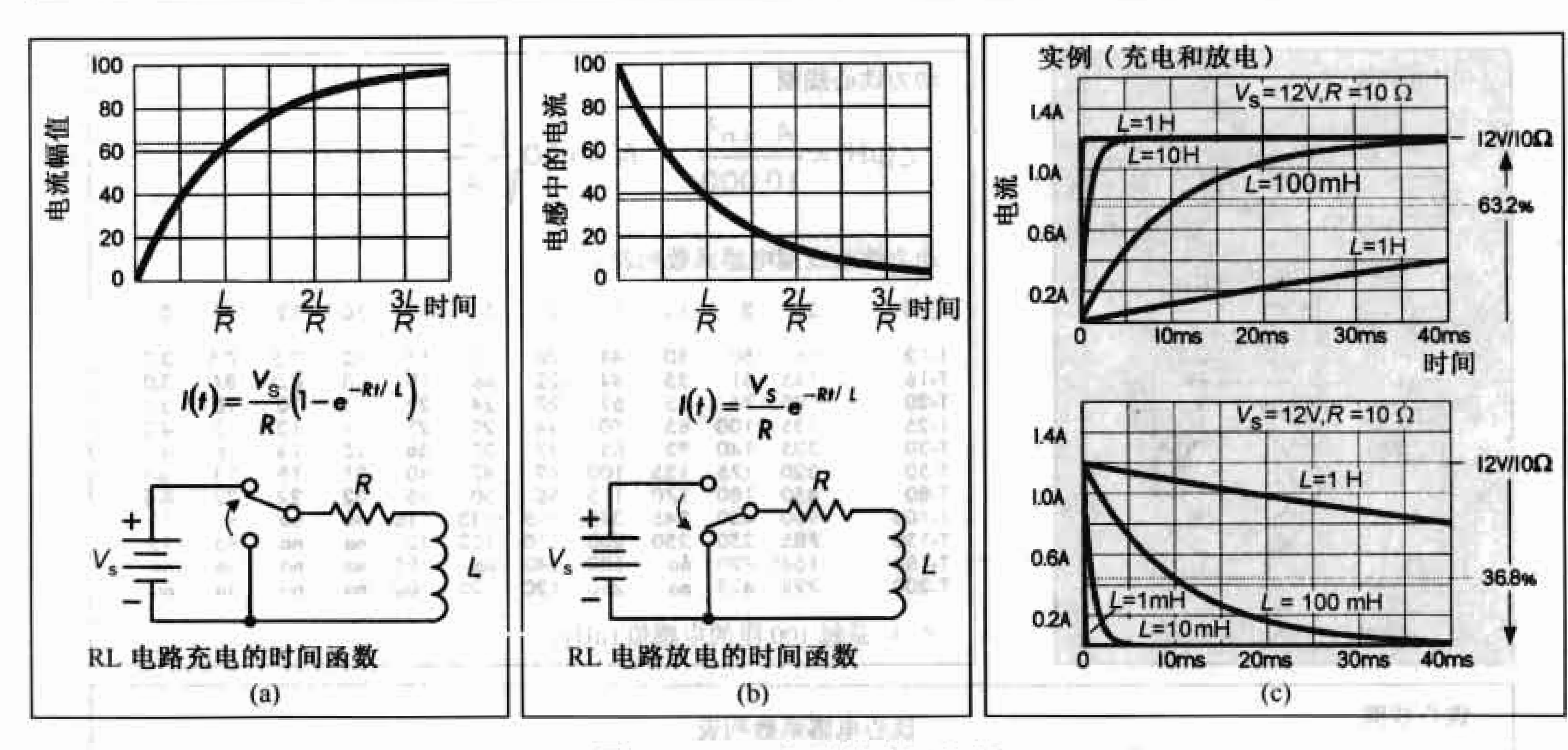


图 3.87　RL 电路的时间特性

在 RL 充电电路中[参见图 3.87(a)],当开关接通“上”时,电感电流和电压的时间响应特性用下列公式描述:

$$I(t)=\frac{V_S}{R}(1-e^{-Rt/L})$$

$$V_L(t)=V_Se^{-Rt/L}$$

$$V_R(t)=V_S(1-e^{-t(L/R)})$$

从开始到电流达到最大值的 3.2%所需的时间,被称为时间常数 τ,等于 L/R。通常,5 倍的时间常数后,电流被认为达到了它的最大值。

对于 RL 放电电路来说,有点复杂。然而,如果假设移开电源,同时接通放电回路(接地),可使用下列的放电方程

$$I(t)=\frac{V_S}{R}e^{-Rt/L}$$

$$V_L(t)=-V_Se^{-Rt/L}$$

$$V_R(t)=V_Se^{-Rt/L}$$

从开始到电流达到初始值的 3.2%所需的时间,被称为时间常数,等于 $\tau=L/R$。通常,5 倍的时间常数后,电流被认为达到了它的最小值。

RL 放电电路需要特别的注意。在实际应用中,当流过电感的电流突然被断开时(比如说,通过开关),将会产生比较大的感应电压,这是由于电感的磁场突然为零。感应电压的幅值很高,以至于超过了开关触点的耐压,导致触点间产生火花,2.24 节有详细描述。

3.7.5　电抗

电感的电抗对频率敏感,它随所施频率的增加而增加。不像电阻,电抗不会以热量的形式消耗能量,但可暂时以磁场的形式存储能量,随后可把能量返回给电源。电抗的单位是欧姆,且随频率的增加而增加,即

$$X_L=2\pi fL \quad (\text{感应电抗})$$

例如,1 H的电感在60 Hz的频率下,会提供377 Ω的电抗,而10 μH的电感在20 MHz的频率下,会提供1257 Ω的电抗。

注意,上述的等式是对于理想电感而言。实际的电感具有非理想性,如内电阻和电容,将会导致电抗与方程不符(参见2.24节)。

3.7.6 实际电感

为适应不同的应用,有多种不同形式的电感(参见图3.88)。选择合适的电感必须了解实际电感的非理想特性。实际电感是非理想的,如内电阻和电容,使得它的工作特性完全不同于理想方程所描述的那样。某些电感,由于它的结构,会有比较大的电阻或电容特性,将会导致在特定频率下,电感可能在非线性下工作(参见2.24节)。其他的主要差别包括电流处理能力、允许偏差,最大电感和尺寸、品质因数、饱和特性、可调性、电磁辐射和环境污染。

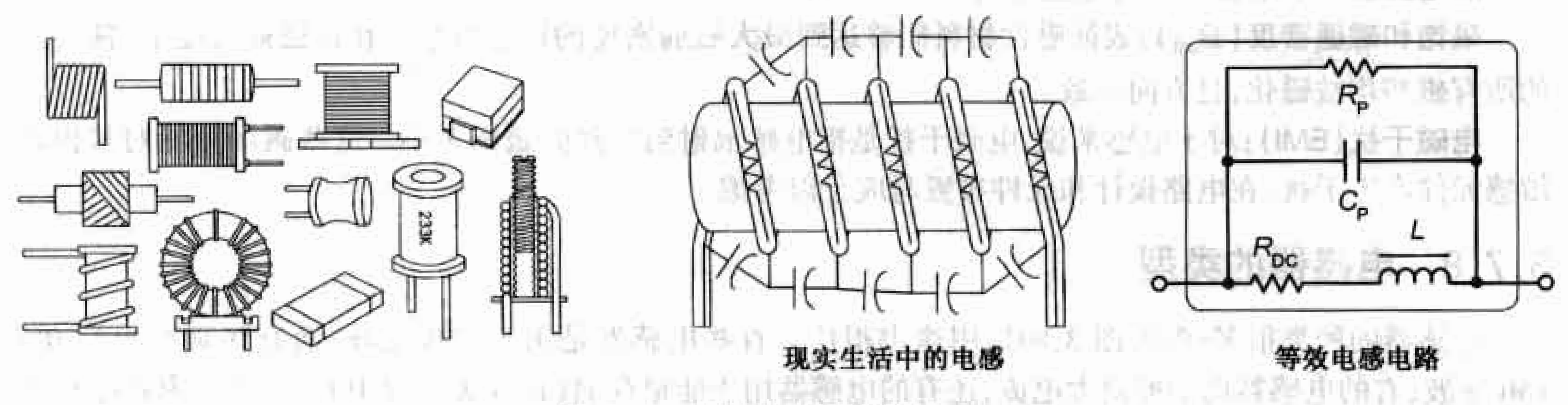


图3.88 实际电感及其等效模型

下面介绍电感的重要参数,这些参数可在生产商提供的数据资料上找到。

3.7.7 电感的主要参数

电感系数(L):电感的特性是阻止流过电流的任何变化。感应系数取决于它的磁心材料、形状、大小和匝数。感应系数的单位是H。通常情况下,感应系数是以μH为单位。

$$1\ \text{H} = 10^6\ \mu\text{H}$$

$$1\ \text{mH} = 10^3\ \mu\text{H}$$

$$1\ \text{nH} = 10^{-3}\ \mu\text{H}$$

电感的容许误差:电感的容许误差是由生产商所给定的以标称值为基础的变化量。标准电感的容许误差是由以特定的容差符号表示的:F = ±1%、G = ±2%、H = ±3%、J = ±5%、K = ±10%、L = ±15%(某些军品L = ±20%)、M = ±20%。

直流电阻(DCR):电感线圈的电阻是在DC电流下测量的。在电感的设计中,DCR通常是近可能地减小,且标注出最大额定值。

增量电流:引起电感值下降5%(与零偏置相比)的直流偏置电流。如果超过该电流值被认为会造成电感值的明显下降。主要用于铁磁铁心,而功率(动力)铁心主要利用适度的饱和特性,这就意味它的电感比铁磁铁心下降的要多得多。电感下降的速率也与线圈形状有关。

最大电流(IDC):在不损坏条件下,线圈可通过的最大直流电流。最大电流是以线圈的最高温度为基础的,而线圈温度是以环境温度为前提的。在低频时,可用电流有效值代替直流电流值。

饱和电流:引起电感值下降特定值(与零偏置相比)的直流偏置电流。这个特定值通常是10%和20%。在铁心线圈应用中为10%,而在存储能量应用中的功率(动力)线圈为20%。电感下降的原因是由于直流偏置电流影响了铁心的磁场特性。铁心及其周围空间只能存储给定量的磁通密度;超过最大磁通密度点,铁心的磁导率减小,所以,电感下降。铁心饱和特性并不适合于空心电感器。

自谐振频率(SRF或f_0):电感的分布电容和电感的谐振频率称之为自谐振频率。在该频率下,感抗与

容抗相等,相互抵消。所以,在 SRF 处,电感的作用相当于纯电阻的高阻抗元件。同样在这个频率下,电感的品质因数 Q 值为零。分布电容是由依次缠绕在铁心周围的导线产生的。电容和电感并联存在,在 SRF 以上,并联的容抗就会变成主要分量。

品质因数(Q):用于电感损耗的测量。Q 值被定义为电抗和等效电阻之比,即 X_L/R_E。由于 X_L 是频率的函数,当确定 Q 值时,必须给定频率。在自谐振频率下,Q 值为零,因为电抗为零。理想情况下,$Q = X_L/R_{DC} = 2\pi fL/R_{DC}$。

电感的温度系数:单位温度变化引起的电感变化量。电感的温度系数在零偏置下测量,并以百万分之一(ppm)表示。

电阻温度系数:单位温度变化引起的直流电阻变化量。电阻的温度系数在微偏置($V_{DC} < 1$ V)下测量,并以百万分之一(ppm)表示。

居里温度:在该温度以上,磁性材料的磁性消失。

磁饱和磁通密度(B_{sat}):表征磁性材料能够达到最大磁通密度的铁心参数。在该磁通密度下,铁心内的所有磁畴均被磁化,且方向一致。

电磁干扰(EMI):对于电感来说,电磁干扰是指电感辐射到空间的磁场大小。这些磁场可能对其他磁敏感元件产生干扰,在电路设计和元件布置时应予以考虑。

3.7.8　电感器的类型

电感器的种类很多(参见图 3.89),用途也很广。有些电感器是用于常规滤波,而有些则用于是 RF/EMI 滤波;有的电感器用于抑制大电流,还有的电感器用于能量存储(在开关电源中)。生产厂家将电感器分类成如下典型类别:共模型、普通型、大电流型、高频型、功率型和 RF 扼流圈。选择电感器的基本参数包括:电感值、直流额定电流、直流电阻、容差和品质因数 Q。表 3.8 列出了典型应用中电感的特性。



图 3.89　电感器的类型

表 3.8　电感器典型应用中的特性

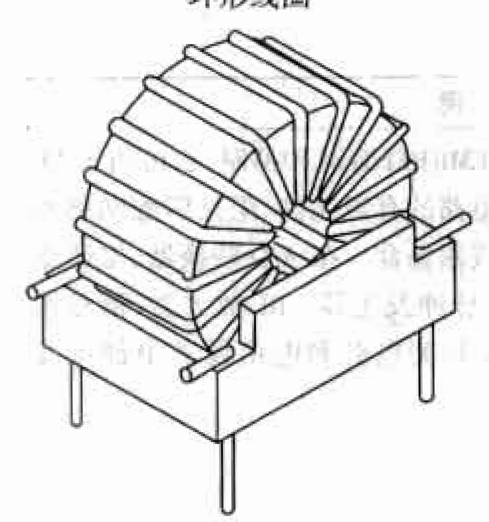
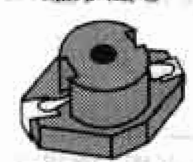
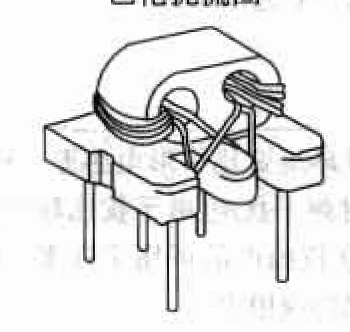
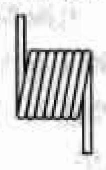
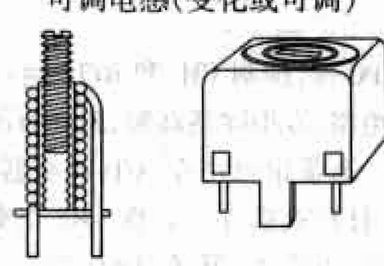
应　用	电　感 (L)	最大 DC 电流 (IDC)	自谐振频率 (SRF)	品质因数 (Q)	DC 电阻 (RDC)
高频(RF)谐振电路	低	低	很高	很高	低
EM 耦合	高	*	高	低	很低
滤波电路	高	高	高	低	很低
开关电源 DC/DC 转换	*	高	中	低	低

表3.9为特殊应用中的电感器选择提供指南。如果想对专用电感器进行详细了解,可搜索生产厂家的网址,阅读相关资料(某些值得关注的生产厂商包括：API Delevan, Bourns, C&D Technologies, Fastron, KOA, JW Miller Magnetics, muRata, Pulse, TRIAD, TDK, and VISHAY)。

表3.9 电感器选择指南

电感器类型	描 述	应 用
多层贴片电感器	用于高密度PCB板贴片电路中,这里应关注几何尺寸、板内磁耦合和振动问题。和其他引线电感相比,贴片电感的特点是寄生参数小和电阻损耗小。可提供高的Q值和较好的高频性能,而噪声很小。另外,较小几何尺寸和较短引线还可减少EMI辐射和信号的交叉耦合。有多种额定电流规格	用于EMI/RFI衰减和抑制,也可用于LC谐振电路的有源元件、阻抗匹配网络和扼流线圈场合。在A/D转换器、带通滤波器、脉冲发生器、RF放大器、信号发生器、开关电源和电信设备中都可发现它
柱形电感器	轴向引线短,用于PC板安装。类似于屏蔽体的外涂层可保护线圈不受外界电磁环境的干扰。典型的频率范围在50 kHz以上	用于滤波器、AM/FM广播、脉冲发生器、信号发生器、开关电源和电信设备
屏蔽电感器	磁屏蔽是为了防止磁耦合及RF/EMI干扰,特别是在高密度PCB中,信号耦合将是必须关注的问题。有贴片封装、轴向引线封装和其他封装。有多种额定电流规格	用于高可靠性的应用(这里无磁耦合)中,包括DC/DC转换器、计算机、电信设备、滤波器,LDC显示器等
柱形敷膜电感	一种廉价的电感,有轴向引线或径向引线,与柱形电感类似。外涂层可防止外界电磁干扰	应用的电磁环境要比柱形电感差一些。通常用于射频干扰/电磁干扰比较小的场合。高Q值的产品可用于许多和柱形电感相同的应用中
大电流扼流圈 噪声扼流圈 RE扼流圈	利用铁氧体铁心或粉末铁心体,在匝数少、体积小的条件下可获得比较大电感值。匝数少使得直流电阻低,这是大电流应用中比较关键的一个特性	大电流噪声扼流圈用于家用电器、通信系统、计算机插件、DC-AC、开关电源、发射机和不间断电源。电源扼流圈用于滤波器、电源供给、射频干扰抑制、功率放大器,开关电源、可控硅和三端可控硅的控制,扬声器交越网络
宽带扼流圈 	宽带扼流圈抑制电路中的无用信号,同时不增加低频、直流的功率损耗。阻抗范围20~500 Ω,频率从1.0~400 MHz。宽带扼流圈是用22或24号的镀锡铜线绕制,所以电流不宜过大	主要用于PC板,抑制EMI和RFI。也可用于射频电路,以消除甚高频、超高频的寄生振荡。通常也可用在A/D转换器、通信系统、计算机插件、I/O板、RF功率放大器、信号发生器、开关电源、电信设备和不间断电源

(续表)

电感器类型	描　述	应　用
环形线圈 	由于铁氧体铁心或粉末铁心体,可获得比较大电感量。环形铁心提供了良好的自屏蔽特性。较少的匝数使得它的直流电阻比其他密绕螺线管电感的电阻小。有多种类型:小型表贴器件、大型通用器件和高功率环形线圈,可以处理非常大的电流。环形线圈不易受其他组件的电磁干扰,原因是线圈的感应电流与外界干扰抵消(应用电磁感应定理)	环形线圈可用于多种不同的应用场合。在供电电路中,用做扼流圈以抑制 EMI,也可用于家用电器、音频发生器、汽车电子、带通滤波器、视听设备、I/O 板、阻抗匹配变压器、振荡器、脉冲发生器、不间断电源、甚高频/超高频中继器和纹波滤波器等
罐形磁心 	提供超大电感值和高直流额定电流,同时由于高饱和电流和自屏蔽而电感值稳定。几何尺寸小,但 Q 值很高	常用于电信、音频和汽车电子设备中,用做直流扼流圈、滤波器,也可用于开关电路中
巴伦扼流圈 	典型应用是阻抗匹配。"巴伦"意味着可提供平衡－不平衡变压器的阻抗特性	应用于 AM/FM 广播、电视、通信系统、I/O 板、阻抗匹配、发射机和对讲机
空心线圈 	空心线圈种类有最简单的单回路线圈(用于超高频),也有绕在非磁性芯子的大线圈。空心电感用于要求高品质因数的高频电路中,因为它不会产生损耗与失真,而磁性电感由于磁滞和涡流的存在会产生比较大的损耗与失真。由于无磁心,电感值较小。主要应用于射频,也有表贴空心电感可供选用	用于电视调谐的射频谐振电路、调频立体声接收电路、车库门控电路、脉冲发生器、射频功率放大器、遥控玩具、不间断电源和对讲机等
可调电感(变化或可调) 	调节部件是沿线圈中心移动的铁氧体或粉末合金,也可以是黄铜心。通过铁心的运动可改变电感的大小。磁性铁心可增加导磁率或电感;而黄铜心可减小电感是由于涡流效应使内磁场降低所致。这些装置用于调节谐振电路、要求有较高的品质因数和频带较窄的电路	主要应用于 50 kHz 以上的电路。用在 AM/FM 广播、TV、其他通信设备的 LC 振荡电路,也可用在车库门控电路、I/O 板、晶振、脉冲发生器、功率放大器、信号发生器、开关电源、玩具、发射器、不间断电源、VHF/UHF 转发器和对讲机

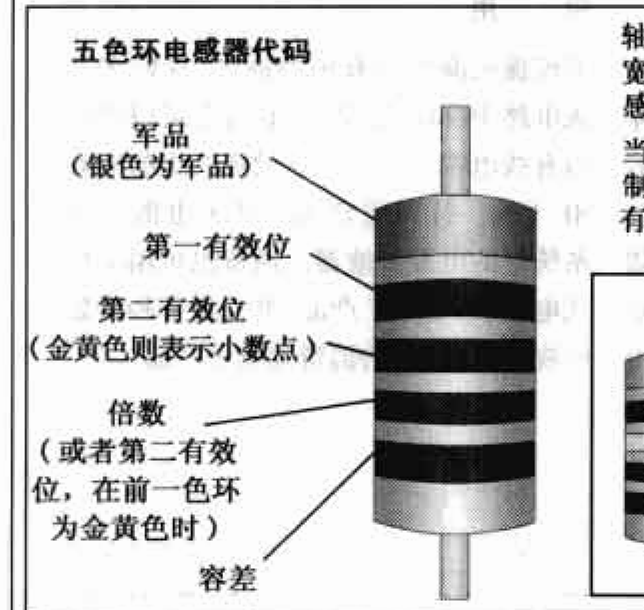
（续表）

电感器类型	描 述	应 用
共模扼流器	共模、差模扼流器用于一对导体以消除噪声。共模噪声就是同时作用两根导体上的噪声。基于导体和 PC 板的连线的天线效应，共模噪声可产生感应干扰。可用来抑制电源线的 EMI 和 RF，以预防电子设备的故障。用于阻止电源的电磁干扰和射频干扰。共模扼流器通常使用铁氧体磁心，有较好的共模电流抑制作用	共模扼流圈是很有用的器件，在好多音频电路中都可找到它。它几乎可以解决由有线电视、电话、音频设备产生的所有 RF 干扰。特别适合用于开关电源供电系统中的电源滤波器。通常也可用于台式电脑、工业电子产品、办公设备和诸如电视机、收音机的消费类电子产品
磁珠（铁氧体扼流圈）	与典型的铁心电感不同，磁珠没有线圈（使电路的导线或电缆穿过它而构成回路）。这可有效地增加导线的电感。该电感仅限于 RF 电路，用来消除存在于传输线结构（PCB 连线）的 RF 能量。为了消除不需要的射频能量，用芯片磁珠作为高频电阻，允许 DC 通过，仅吸收 RF 能量并以热量形式散开。有各种规格的磁珠可供选择	磁珠常被用于辐射 RF（电脑、调光器、荧光灯和电动机等）的电路中。磁珠也同样用在接收装置的输入电缆上，以阻止外部射频干扰进入和污染电缆回路中的信号。计算机和设备上的"肿块"常常就是由塑料包皮电缆做的磁珠
陶瓷电感器	这种电感使用特殊的陶瓷心，它的特性比多数磁心电感要好，如高频特性、低 IDC 高 SRF、高品质因数、小容差等	用于 LC 谐振电路，如振荡器、信号发生器。也可用于阻抗匹配、电路隔离和 RF 滤波。在移动通信、蓝牙装置、无线装置以及音频、电视、通信设备
天线 铁氧体磁心 酚醛树脂心	通常用做要求窄带宽的天线。绕线的磁心材料或棒，可以是铁氧体、粉末合金，或者是酚醛树脂（实质上是空心）。但磁心更为普遍，但酚醛树脂心可提供较高工作频率	作为天线，磁导率在 800 左右的磁心，频带在 550 kHz 到 1.6 MHz；磁导率在 125 左右的磁心，频带在 100 kHz 到 1 MHz；磁导率在 40 左右的磁心，频带在 30 MHz；磁导率在 20 左右的磁心，频带在 150 MHz。随着磁导率下降，工作频率上升
电流传感电感器	用于检测通过导体的电流，仅在特定的频率范围内。通常有一个中心穿孔	用于大电流转换器。在电源电路、现场可编程门阵列（FPGA）中做 DC-DC 转换器。在掌上电脑、笔记本电脑、台式电脑、服务器和电池供电装置中都可找到它

3.7.9 电感标签的识别

通常，电感的值和容差值会被标注在电感上，如 82 μH ± 10%，便于人们识别。但是，许多模压和蚀刻的电感则是以不同的色环表示的，而对小的表贴电感则用印在表面上的代码来表示电感值和容差，如图 3.90 所示。

五色环电感器代码



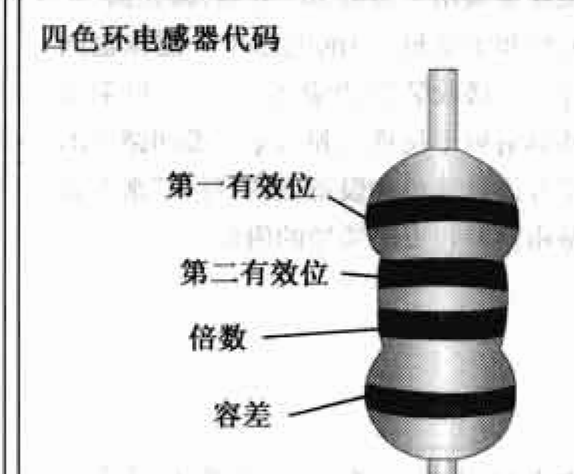
轴向引线电感有典型的色环带。军品有五个色环，银带的宽度是全体色环宽的两倍，且位于电感的端部。当该色环存在时，则色环表示军品音频电感。下边三个色环表示电感值，以微亨为单位，则第四色环表示容差

当电感小于 10 时，前两个电感色环中有一个是金黄色，金黄色代表十进制小数点，而其余两个色环表示有效位。当大于 10 时，前两个色环表示有效位，第三色环表示倍数

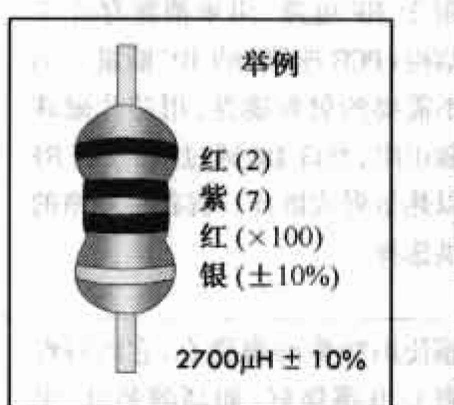


颜色	第一有效位	第二有效位	倍数	容差
黑	0	0	1	
褐	1	1	10	±1%
红	2	2	100	±2%
橙	3	3	1000	±3%
黄	4	4	10 000	±4%
绿	5	5		
蓝	6	6		
紫	7	7		
灰	8	8		
白	9	9		
无色				±20%
银				±10%
金		小数点		±5%

四色环电感器代码



四色环代码没有包括军品代码。一、二色环都是有效位色环。第三色环表示倍数。其中银色为 0.01，金色为 0.1，第四色环表示容差，其中黑色是 ±20%，银色是 ±10%，金色是 ±5%。单位为微亨



颜色	第一有效位	第二有效位	倍数	容差
黑	0	0	1	±20%
褐	1	1	10	
红	2	2	100	
橙	3	3	1000	
黄	4	4		
绿	5	5		
蓝	6	6		
紫	7	7		
灰	8	8		
白	9	9		
无色				
银			0.01	±10%
金			0.1	±5%

SMD 电感代码



字母	容差
F	± 1%
G	± 2%
H	± 3%
J	± 5%
K	± 10%
L	± 15%*
M	± 20%

*L = ±20%（对某些军品）

代码	电感	代码	电感	代码	电感	代码	电感	代码	电感	代码	电感
47	0.047μH	1R7	1.7μH	182	1800μH	260	26μH	390	39μH	6R8	6.8μH
68	0.068μH	1N8	1.8nH	R18	180nH	R27	270nH	4N7	4.7nH	601	600μH
82	0.082μH	1R8	1.8μH	181	180μH	271	270μH	4R7	4.7μH	600	60μH
R12	0.12μH	102	1000μH	18N	18nH	27N	27nH	401	400μH	650	65μH
R15	0.15μH	R10	0.1μH	180	18μH	270	27μH	400	40μH	682	6800μH
R18	0.18μH	101	100μH	190	19μH	3N3	3.3nH	421	420μH	681	680μH
R10	0.1μH	10N	10nH	1N0	1nH	3R3	3.3μH	450	45μH	68N	68nH
R22	0.22μH	100	10μH	1R0	1μH	3N9	3.9nH	472	4700μH	680	68μH
R27	0.27μH	110	11μH	2N2	2.2nH	3R9	3.9μH	471	470μH	700	70μH
R33	0.33μH	121	120μH	2R2	2.2μH	301	300μH	47N	47nH	751	750μH
R39	0.39μH	12N	12nH	2N7	2.7nH	300	30μH	470	47μH	750	75μH
R47	0.47μH	120	12μH	2R7	2.7μH	310	31μH	5N6	5.6nH	070	7μH
R56	0.56μH	141	140μH	202	2000μH	332	3300μH	5R6	5.6μH	8N2	8.2nH
R68	0.68μH	152	1500μH	201	200μH	R33	330nH	500	50μH	8R2	8.2μH
R82	0.82μH	R15	150nH	222	2200μH	331	330μH	561	560μH	800	80μH
1N2	1.2nH	151	150μH	R22	220nH	33N	33nH	56N	56nH	821	820μH
1R2	1.2μH	15N	15nH	221	220μH	330	33μH	560	56μH	82N	82nH
1N5	1.5nH	150	15μH	22N	22nH	391	390μH	050	5μH	820	82μH
1R5	1.5μH	170	17μH	220	22μH	39N	39nH	6N8	6.8nH	900	90μH

图 3.90　电感标签的识别

3.7.10 电感的应用

滤波电路[参见图 3.91]

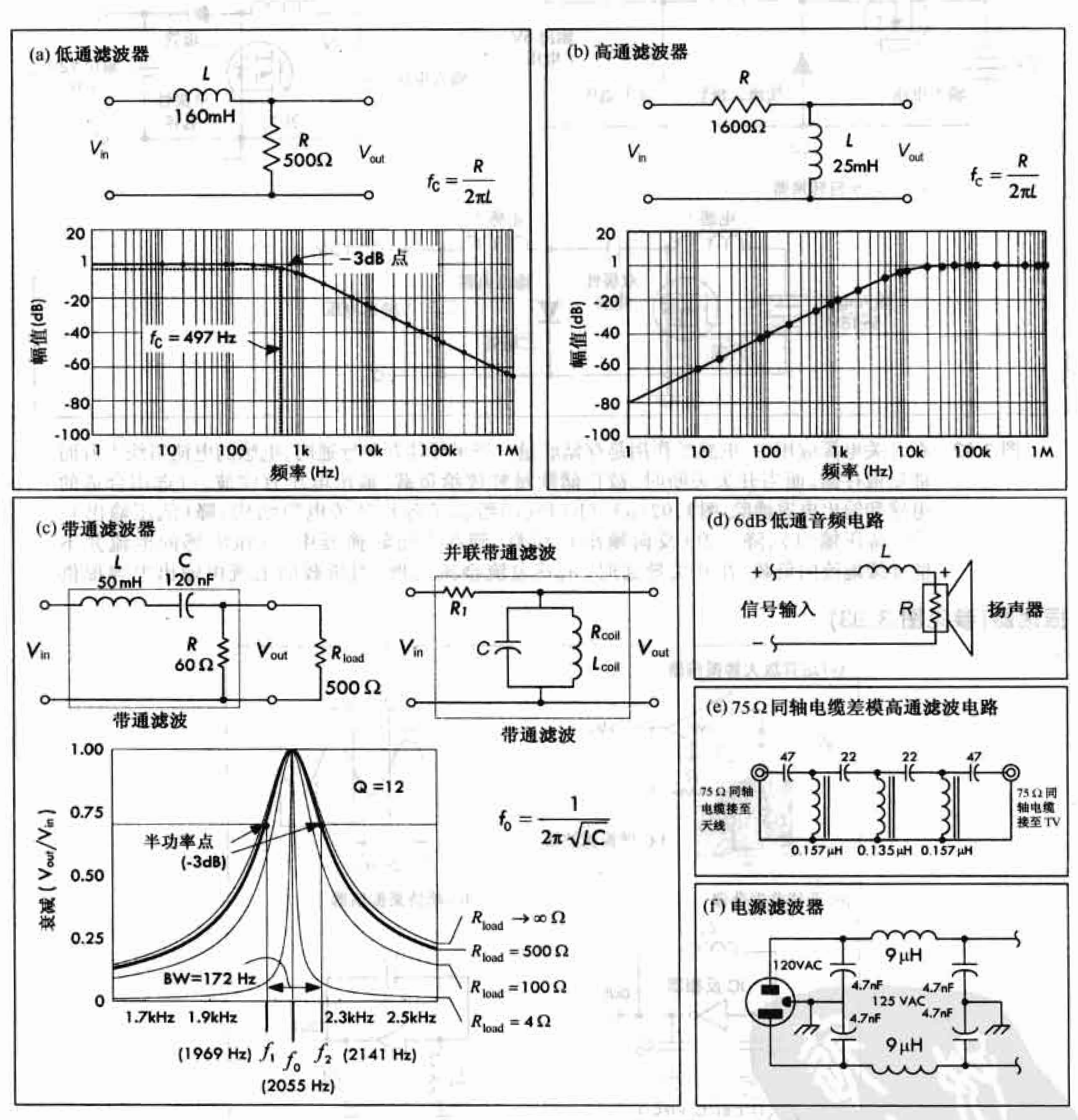


图 3.91 滤波器就是在特定频率范围呈低阻抗，而在该范围以外的频率呈高阻：(a)电阻和电感组成的低通滤波器。电感的阻抗随着频率的增加而增加，所以对于高频信号具有一定的阻碍作用；(b)高通滤波器阻碍低频信号——电感为低频提供了一个到地的旁路；(c)带通滤波器，仅允许很窄频带的信号通过(参阅第 2 章节有关理论)；(d)供扬声器使用低通滤波器；(e)75 Ω同轴电缆差模高通滤波器。它阻碍从TV天线接收的高频信号，或者向电缆TV系统泄漏。对于一般模式的信号，它是无效的；(f)AC电源滤波器，用来吸收馈线上的RF能量

开关电源(参见图 3.92)

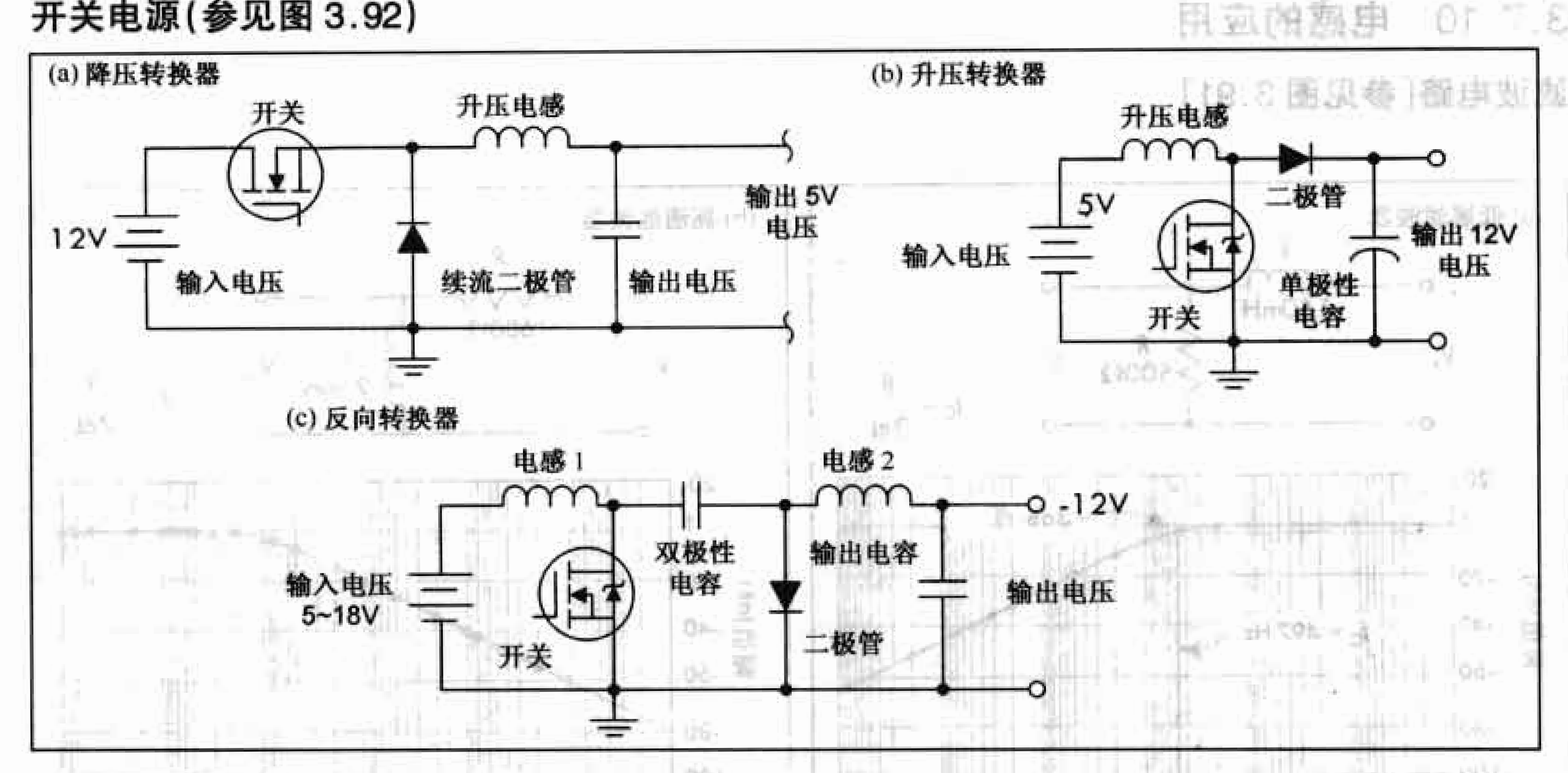


图 3.92 在开关电源应用中,电感的作用是存储能量。当半导体开关导通时,电感的电流斜线上升而能量被存储。而当开关关断时,被存储能量释放给负载。输出电压有纹波,可选用合适的电感和输出电容滤除。图3.92(a)、(b)和(c)给出了各种开关电源结构:降(低压输出)、升(高压输出)、降-升(反向输出)。注意,到在升压转换器中,升压电感的电流并不能连续地流向负载。在开关导通时,电感电流会流入地,而负载的电流由输出电容提供

振荡器(参见图 3.93)

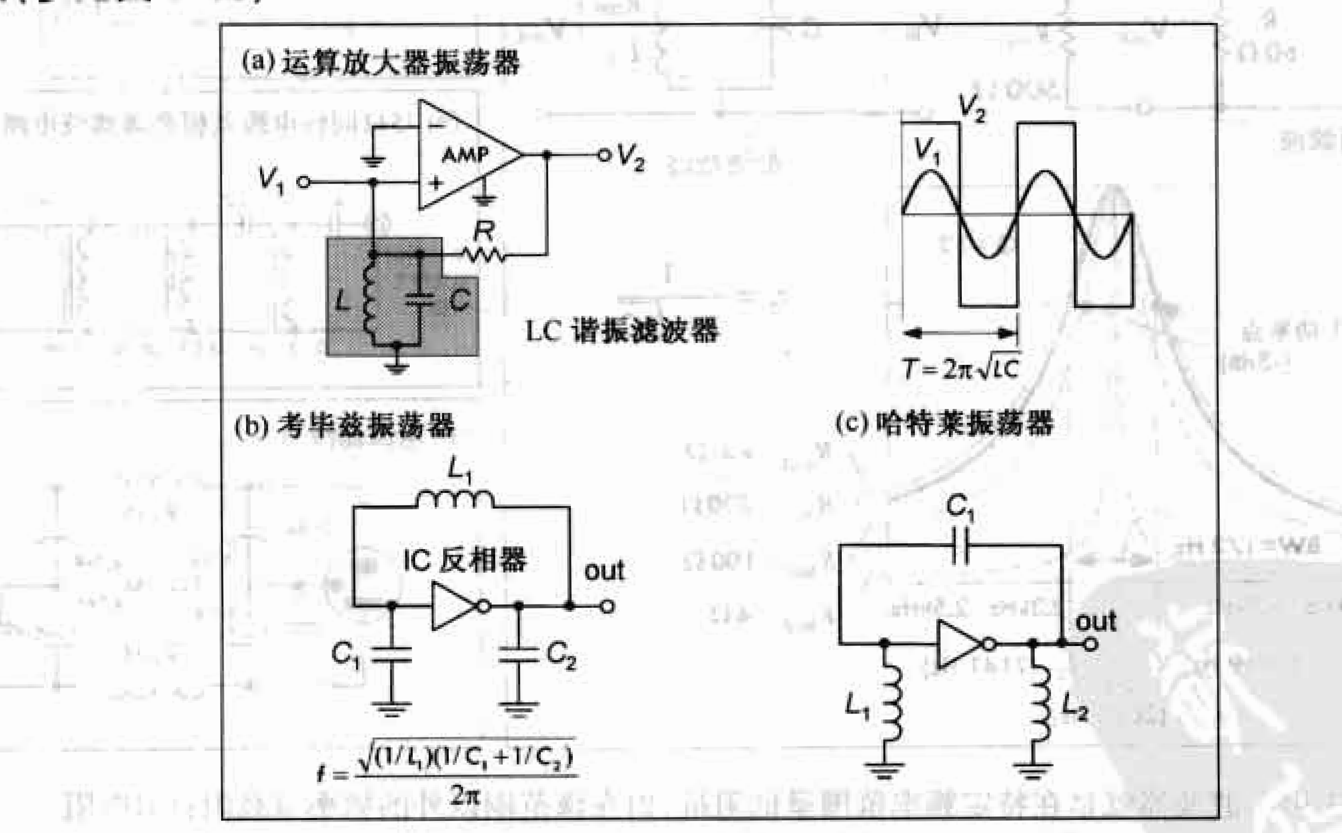


图 3.93 (a) 利用正反馈运放可制成不需任何输入的输出电路,这种电路被称为振荡器。在(a)中,运算放大器利用LC选频网络滤除LC特征频率($f_0 = 1/(2\pi/\sqrt{LC})$)以外的输入信号。运放在正负方向交替饱和,在V_2输出方波信号。该方波信号通过电阻R反馈给放大器,以防止振荡器信号衰减。V_1输出正弦波信号;(b)电路中有两个基本LC振荡器:考毕兹振荡器和哈特莱振荡器。考毕兹振荡器使用两个电容器,如图所示;它比(c)中所示的哈特莱振荡器更受欢迎,因为它只需一只电感,而电感比电容器贵,且不易获得。考毕兹振荡器的频率如(b)中的公式所示。关于振荡器的更多细节请参阅第9章

射频电路

图 3.94 给出了几种简单的射频电路，它们由 LC 谐振滤波器组成，用于调谐。

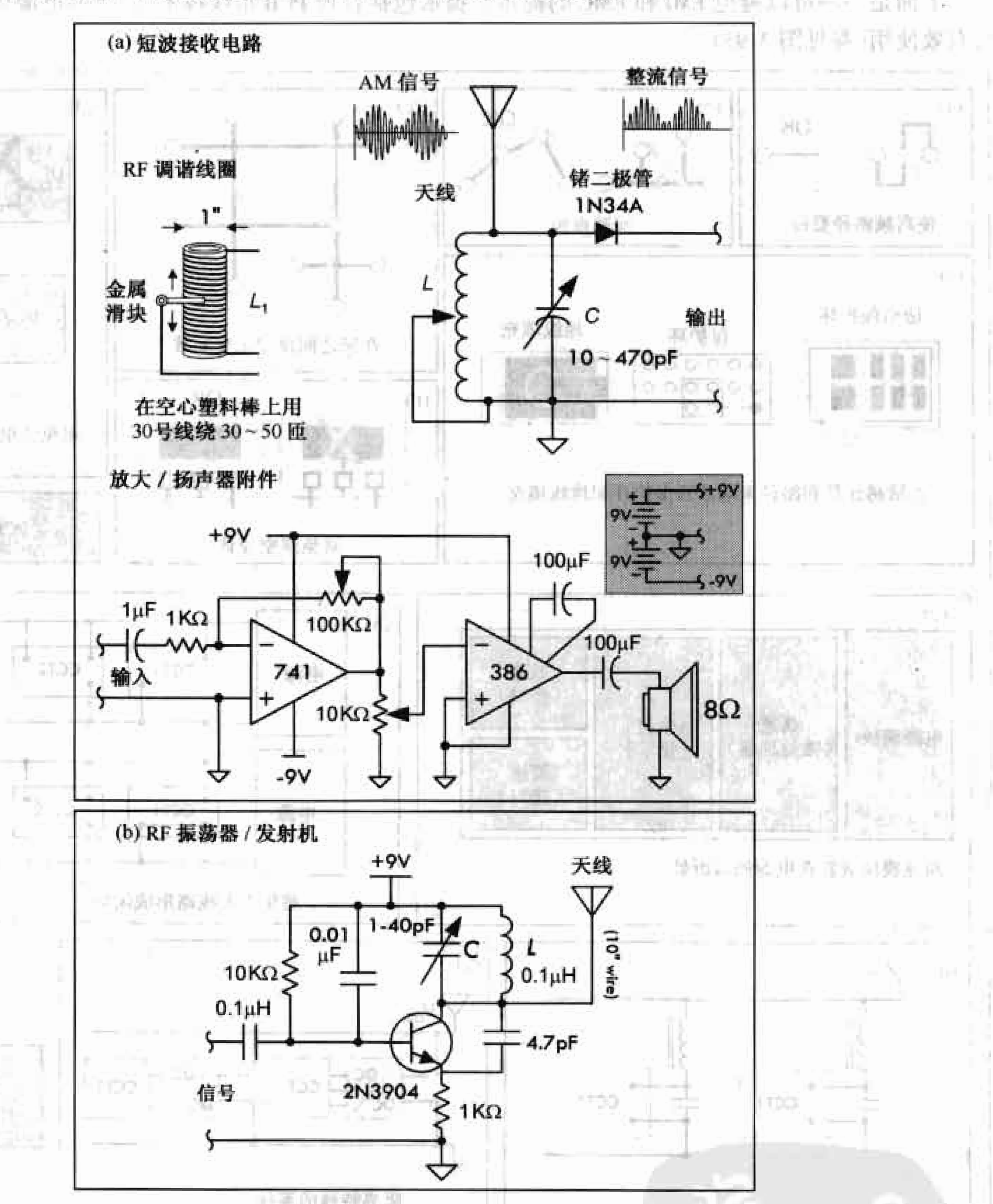


图 3.94 (a)最简单的射频接收器可由一根天线，一只二极管和一对听筒组成。这样的接收器没有频率选择功能，然而，它却可同时接收多个AM电台的信号。增加一个可变电感和天线电容组成具有谐振特性的LC电路，这样构成的无线接收器就有频率选择特性，可接收不同电台的信号(可变电容提供了额外的调谐性)。AM载体中的音频信号通过二极管检波。在通过二极管后，只有正周波被保留下来。该波包含了除载波频率以外的低频分量。在通过低通滤波器后，只保留低频分量。听筒和人耳的频率响应将有效地起到低通滤波器的作用。已被解调的信号输入给放大器，用以驱动扬声器。实际的无线AM接收器是利用超外差的设计方案，比上述电路复杂得多；(b)一个无线电广播发射器由射频振荡器、一级或多级放大器及调制器组成。这里所示的是简单的FM发射器。LC谐振滤波器设定了放大器的振荡频率——可变电容用提供可调特性。输入的音频信号将被调频成载波，并发射成无线电波。FM无线接收器应能接收这类音频信号

3.7.11 EMI/EMC 设计提示

下面是一些可以避免 EMI 和 EMC 的提示。提示包括合理 PCB 布线技术、适当的电源供给及滤波器件的有效使用(参见图 3.95)。

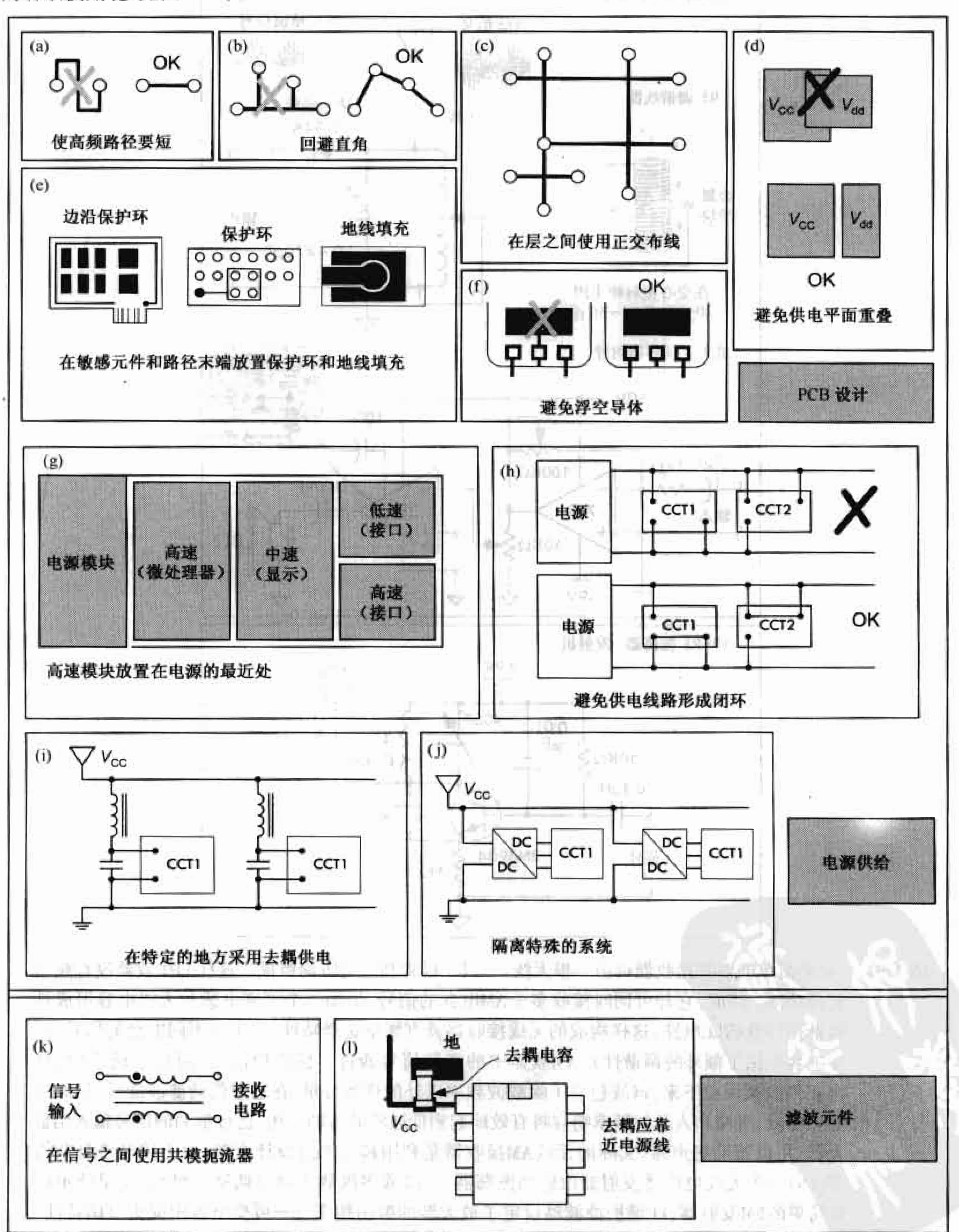


图 3.95 EMI/EMC 设计提示

PCB 设计提示

在 PCB 布线过程中尽量避免打孔，特别是在地线和电源线附近。高阻抗会导致高的电磁干扰(EMI)，所以需把电源线设计得尽可能粗而短。从常规上来讲，这样还可以提高传导能力。在任何可能的地方，将信号线(包括地线和电源线)布成带状的，使高频、射频的信号线尽量短，而且优先布高频信号线[如图 3.95(a)所示]。连线尽量避免走成直角，因为这样会导致反射和谐波[如图 3.95(b)所示]。在敏感元件和路径末端等地方可放置保护环和地线填充，这样可减小电路板对外的辐射。另外，采用单点接地[如图 3.95(e)所示]。确保共地的供电平面不能重叠，以减小系统噪声和电源间的耦合[如图 3.95(d)所示]。在相邻两层之间的布线尽量是直角[如图 3.95(c)所示]。同时，避免环线，因为环线相当于接收和发射天线；避免浮空的导体，因为它可能成为电磁干扰源。最好方法是把它接地。

电源供给

避免供电线路形成闭环，如图 3.95(h)所示。在特定的地方采用去耦供电，如图 3.95(i)所示。将高速电路放在供电模块的附近，将低速部分放置在远离供电模块的地方，以减小电源线的瞬间干扰，如图 3.95(g)所示。可能的话，尽量把系统的供电模块和信号模块隔离，如图 3.95(j)所示。

滤波元件

放置偏置、上拉和下拉元件应靠近驱动/偏置点。在电流传送和信号之间使用共模扼流器，可增加耦合能力，同时也可抑制干扰，如图 3.95(k)所示。在电源脚附近放置去耦电容，以减小元件噪声和电源线的瞬时干扰，如图 3.95(l)所示。

这些提示是根据 David B. Fancher 编写的《电磁干扰和电磁兼容(EMI/EMC)》工程师手册改编的。

3.8 变压器

3.8.1 基本原理

基本的变压器是一个二端口(四端)设备，它能把一个交流输入电压转变为一个升高的或者降低的交流输出电压。基于变化的电流产生变化的磁场这个原理，变压器不能升高或降低直流电压。一个典型的变压器由铁心叠片和铁心上所绕的两个或两个以上的绝缘线圈所组成。其中一个线圈称为原边线圈(有 N_P 匝)，另一个称为副边线圈(有 N_S 匝)。简化的变压器及它的图解符号如图 3.96 所示。

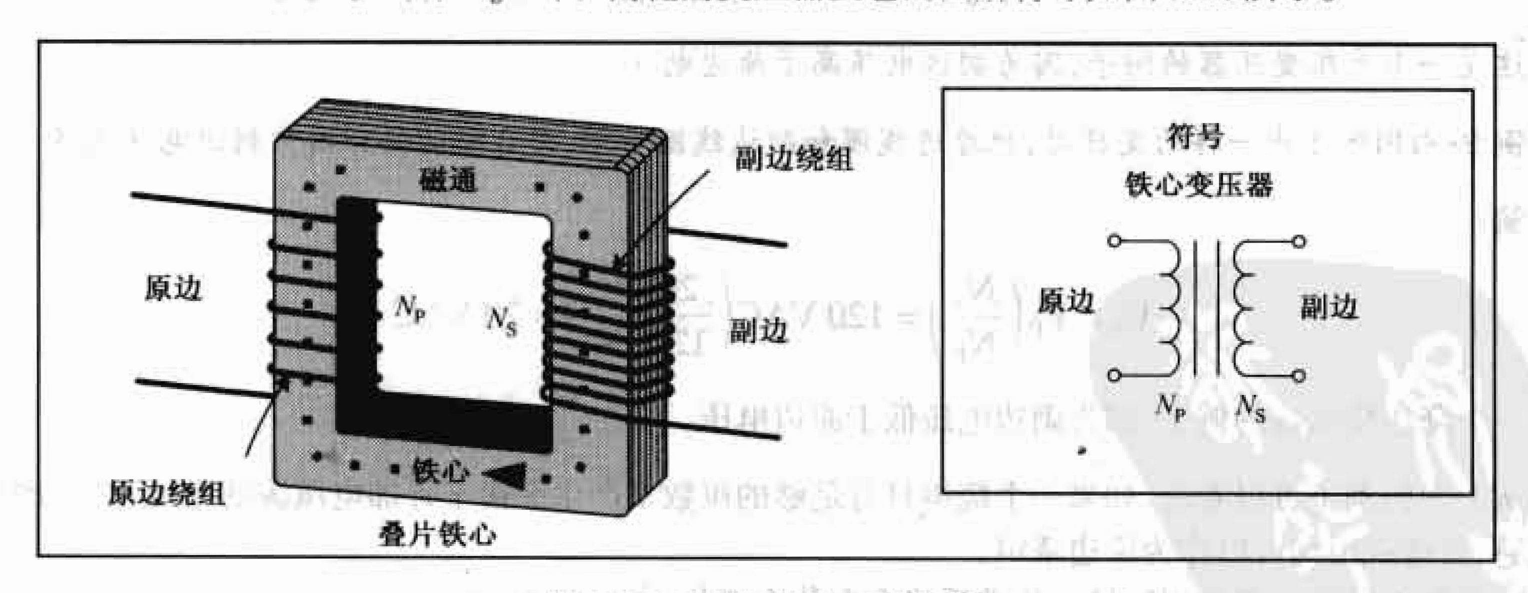


图 3.96 基本的铁心变压器

当交流电压通过变压器的原边线圈时，一个交变的磁通 $\Phi_M = \int(V_{IN}/N_P)dt$ 将产生于原边线圈，通过叠片铁心传送到副边线圈(铁心可以增加电感，叠片可以减少由涡流产生的能耗)。根据法拉第电磁感应定律，假定有一个理想的磁通电偶(电偶系数为1)，变化的磁通将产生了一个电压 $V_S = N_S d\Phi_M/dt$，把原边线圈产生的磁通公式和副边线圈产生的电压公式联立可以得到下面一个有用的公式：

$$V_S = V_P\left(\frac{N_S}{N_P}\right)（变压器电压变换） \quad (3.1)$$

这个公式表明如果原边线圈的匝数多于副边线圈，那么副边线圈的电压将比原边线圈的电压低，反过来，如果原边线圈的匝数少于副边线圈，那么副边线圈的电压将比原边线圈的电压高。

当把一个电压源接到变压器的原边线圈两端，而副边线圈开路时(参见图 3.97)，此电压源将使变压器等效于一个简单的电感，其阻抗值为 $Z_P = j\omega L_P = \omega L\angle 90°$，并且根据欧姆定律，其电流值将等于 V_P/Z_P，同时电压 $V_P(\frac{N_S}{N_P})$将对副边线圈起作用。

当变压器的副边线圈没有负载接入时，原边线圈中的电流称为变压器的励磁电流。一个理想变压器，如果没有内部损耗，将不会消耗能量。当电流通过原边线圈时，将和电压相差 90°相位角(在 $P = IV$ 中，I 是假设的，并且能量也是假设的)。由于副边没有负载，变压器中仅有的损耗产生于铁心中或者原边线圈中。

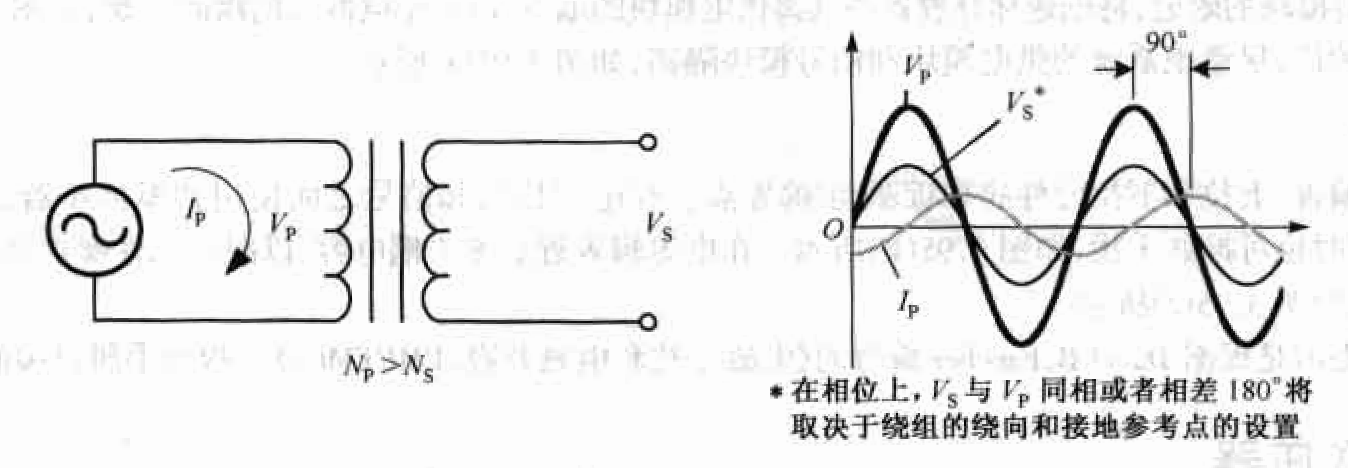


图 3.97　副边开路时的变压器模型

例 1：有一变压器，原边线圈 200 匝，副边线圈 1200 匝，如果在原边回路加入一个 120 V 的交流电压，那么副边回路两端电压是多少？

解：参考式(3.1)

$$V_S = V_P\left(\frac{N_S}{N_P}\right) = 120\ \text{VAC}\left(\frac{1200\text{匝}}{200\text{匝}}\right) = 720\ \text{VAC}$$

这是一个升压变压器的例子，因为副边电压高于原边电压。

例 2：用同例 1 中一样的变压器，把原边线圈和副边线圈对调，那么新的变压器中副边电压是多少？

解：

$$V_S = V_P\left(\frac{N_S}{N_P}\right) = 120\ \text{VAC}\left(\frac{200\text{匝}}{1200\text{匝}}\right) = 20\ \text{VAC}$$

这是一个降压变压器的例子，因为副边电压低于原边电压。

从上面的例子可以看出，如果一个绕组具有足够的匝数来产生平衡于外加电压源的电压，且不产生过电流时，这些绕组均可以作为原边绕组。

现在我们讨论一下当副边接入负载后将会有什么变化(参见图 3.98)。

当负载接入副边后，副边电流将产生磁场来对抗原边电流产生的磁场。原边线圈产生的电压值等于外加电压，因此原有的磁场必须存在。因此，原边线圈必须提供足够的附加电流用来建立这样一个磁场：它与副边电流产生的磁场刚好大小相等且方向相反。在这一点上，我们假定原边电流是由副边负载产生(这是接近实际情况的，因为在额定功率输出时，励磁电流相对于原边负载电流是非常小的。

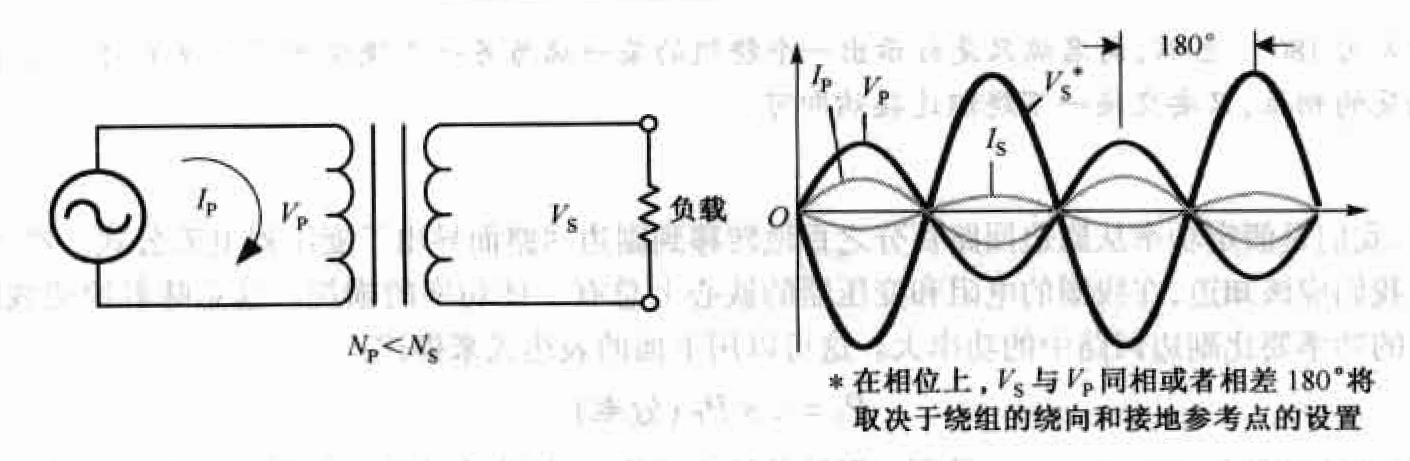


图 3.98 副边接有负载时的变压器模型

电流比

为了弄清楚原边电流和副边电流的关系，假定一个效率是 100% 的理想变压器（实际的变压器效率是 65% ~ 99% 之间），然后推断所有消耗在副边回路负载上的能量应该等于原边回路电源提供的能量。根据能量定律，可得到：

$$P_P = P_S$$
$$I_P V_P = I_S V_S$$

把变压器电压公式(3.1)代入上式可以得：

$$I_P V_P = I_S\left(V_P \frac{N_S}{N_P}\right)$$

两边同时消去 V_P，可得到下述的电流关系式：

$$I_P = I_S\left(\frac{N_S}{N_P}\right)（理想变压器电流变换） \quad (3.2)$$

例 3：一个变压器，原边线圈 180 匝，副边线圈 1260 匝，通过副边回路负载的电流为 0.1 A，求原边回路电流是多少？

解：参考式(3.2)求初级电流：

$$I_P = I_S\left(\frac{N_S}{N_P}\right) = 0.10\ \text{A}\left(\frac{1260\text{匝}}{180\text{匝}}\right) = 0.7\ \text{A}$$

从上面的例子我们可以看出，尽管副边电压高于原边电压，副边回路电流却小于原边回路电流。在理想变压器中，副边回路电流和原边回路电流的相位相差 180°，因为副边回路电流产生的磁场与原边回路电流产生的磁场方向相反。不管副边回路中电流和电压之间的相位差是多少，绕组中电流的这种相位关系始终存在。事实上，副边绕组的电压和电流之间的相位差将会使得原边绕组的电压和电流之间产生同样的相位差。然而值得注意的是，(原副边之间的)相位可以由选择副边的输出端的顺序来决定，详细内容可参阅下面的注释。

关于相位的注释

也许你对相位的理解上有些困惑。对此我们举个例子来解释一下，若原边绕组电压与副边绕组电压的相位差是 180°，正好反相，你能不能简单地改变副边绕组的绕向，或者用更容易的简单方法，即反接副边绕组的输出端来得到(相反的)相位呢？回答是肯定的。这是一种利用了变压器绕组相应端点的方法，图 3.99 给出了两个除了副边绕组的绕向不同，而其他都一样的变压器。在测试实验中设定公共地点后，用示波器可观测到绕组 A 中的原副边电压为同相位，而绕组 B 中的原副边之间电压和电流反相。为了避免混乱，通常的惯例是在相对极性的绕组端点上进行标记，这是一种被称为"同名端"(相位点)的一对约定标记点，其中一个点标记在原边绕组端，另一点标记在副边绕组端。若这对同名端标记设置在原副边绕组的始端(图 3.99 中的绕组上端)，则可观测到原边绕组端的电压和副边绕组端的电压瞬时极性是相同的，也就是说原副边绕组电压相位差为零；另一方面，若变压器绕组同名端设置与刚才的相反，则原副边绕组

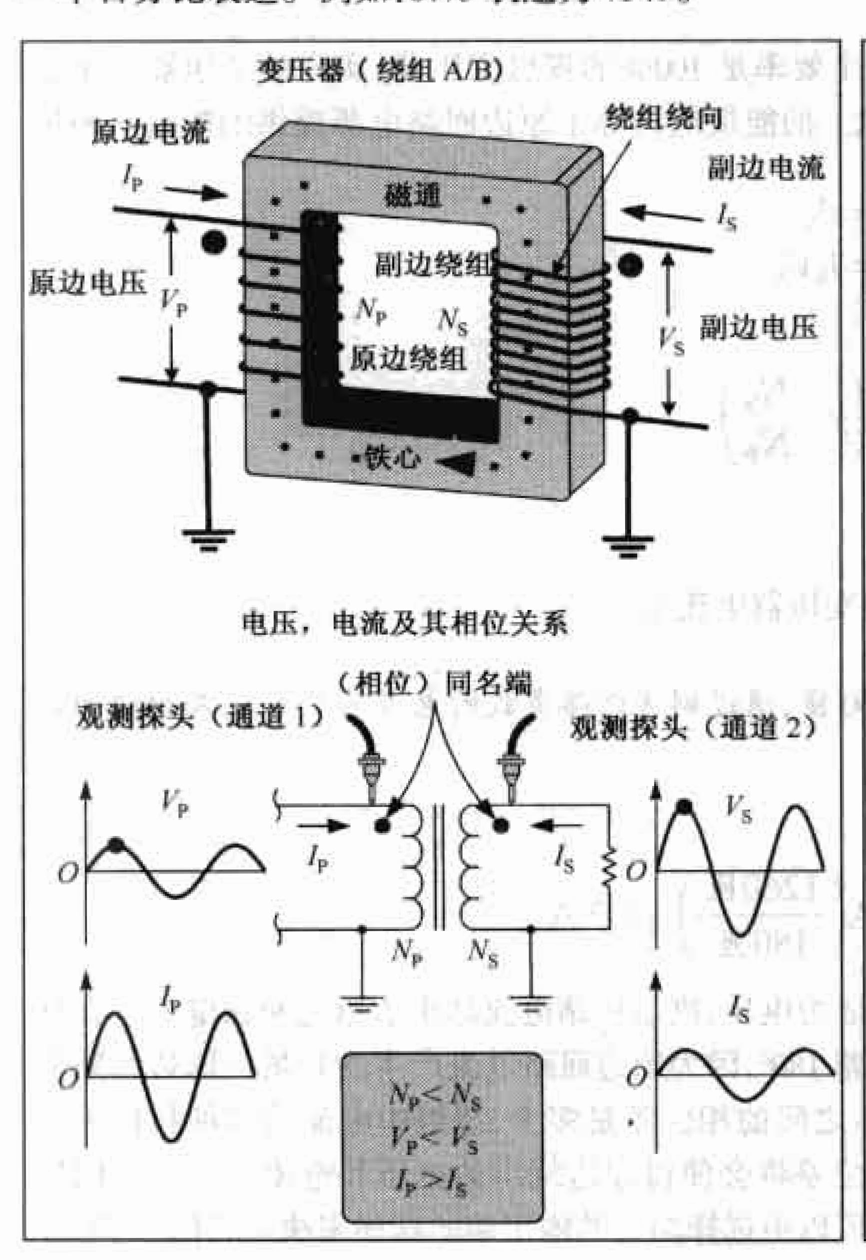
电压相位差为 180°。当然,同名端只是标示出一个绕组的某一端与另一个绕组的某一端的对应关系,如果想得到相反的相位,只要交换一下绕组连接端即可。

功率比

前面,我们是假定功率从原边回路百分之百地转移到副边回路而导出了变压器电流公式。然而,很重要的一点我们应该知道,在线圈的电阻和变压器的铁心上总有一些功率的损耗。这意味着原边线圈从电压源获得的功率要比副边回路中的功率大。这可以用下面的表达式来描述:

$$P_S = n \times P_P\text{(效率)} \tag{3.3}$$

其中 P_S 是副边回路的输出功率,P_P 是原边回路的输入功率,n 被称为效率。效率 n 总小于1,通常是采用一个百分比表达。例如:0.75 表达为 75%。



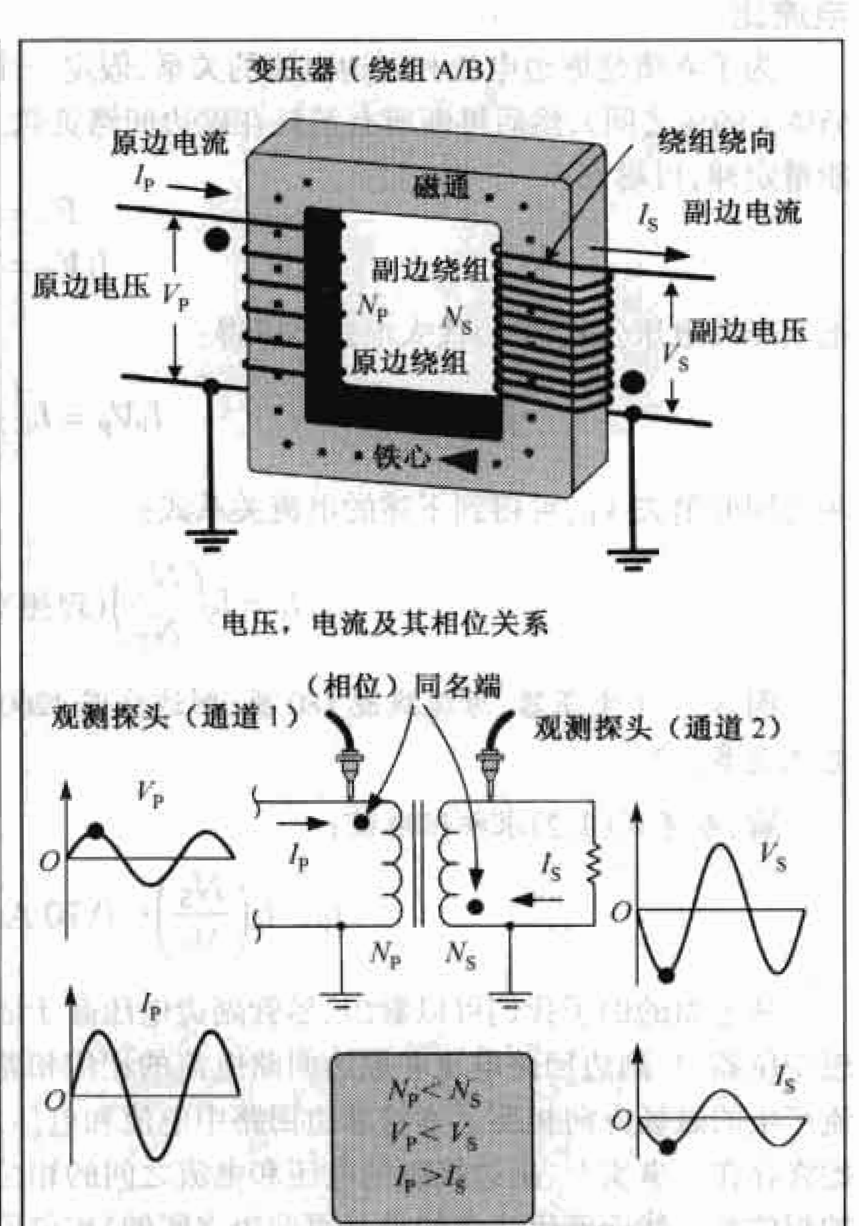


图 3.99　同各端的定义

例 4: 如果一个变压器的效率是 75%,它的副边回路的满载输出功率是 100 W,求原边回路的输入功率。

解: 参考式(3.3):

$$P_P = \frac{P_S}{n} = \frac{100\text{ W}}{0.75} = 133\text{ W}$$

厂家在设计变压器时,当达到额定输出功率时的变压器具有最高的效率。高于或低于额定功率,变压器的效率都会降低。变压器所能利用的功率也受它本身的损耗所影响(导线和铁心发热等)。如果超过变压器的额定功率,将导致导线熔化或绝缘层被破坏,即使当负载电阻是纯电抗性的时候,由于内部线圈的电阻和铁心,变压器仍要产生热损耗。由于这个原因,所以制造厂家通常会指定一个最大的伏-安比(VA 比),使用时不应该超过这个比值。

阻抗比

应用欧姆定律，$I_P = V_P/Z_P$，假定有个理想变压器，原边回路功率全部转移到副边回路，就能得到一个包括原边线圈和副边线圈阻抗在内的公式：

$$P_P = P_S$$

$$I_P V_P = I_S V_S$$

$$\frac{V_P^2}{Z_P} = \frac{V_S^2}{Z_S} \rightarrow (V_S = V_P(N_S/N_P)) \rightarrow \frac{V_P^2}{Z_P} = \frac{V_P^2(N_S/N_P)^2}{Z_S}$$

消去原边回路电压，可以得到以下的阻抗变换表达式：

$$Z_P = Z_S\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \text{（变压器阻抗变换）} \qquad (3.4)$$

其中 Z_P 是从功率源看进去的原边回路终端阻抗，Z_S 是与副边回路的负载阻抗。图 3.100 显示了一个等效电路。

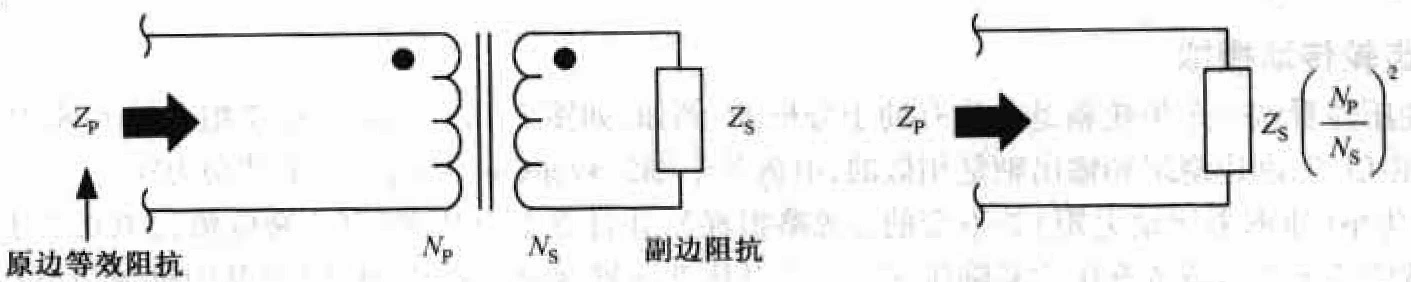


图 3.100 阻抗交换的等效电路

如果副边回路负载阻抗增加，那么从原边回路的电压源两端看去，原边回路的阻抗将和线圈匝数的平方成正比。

例 5：一个变压器，原边回路线圈 500 匝，副边回路线圈 1000 匝，如果副边回路接入一个阻抗是 2000 Ω 的负载，那么原边回路的阻抗是多少？

解：应用式(3.4)：

$$Z_P = 2000\ \Omega \times \left(\frac{500\text{匝}}{1000\text{匝}}\right)^2 = 2000\ \Omega \times (0.5)^2 = 500\ \Omega$$

正如上面例题所示，通过选择合适的匝数比，一个固定的负载阻抗值可以变为任何所期望的阻抗值。如果变压器损耗可以忽略，那么转变后的阻抗和实际的负载阻抗有相同的相位角。因此，如果负载是纯阻性的，原边回路中功率源的负载也将变成纯阻性的。如果副边负载阻抗是复阻抗，那么原边回路的电压和电流将具有与之相同的相位角。

在电子电路中，有许多的例子都要求一个特殊的负载阻抗值来获得最优的性能。实际电路中消耗功率的负载阻抗可能远远不同于电源的阻抗，这样，变压器可以用来把实际负载转变成所期望的阻抗。这被称为阻抗匹配。我们可以应用式(3.4)得到：

$$\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} \qquad (3.5)$$

其中，N_P/N_S 是要求的原边回路线圈和副边回路线圈匝数比，Z_P 是原边回路阻抗，Z_S 是副边回路负载阻抗。

例 6：一个放大器电路要求一个 500 Ω 的负载来达到最优性能。将要连接上一个 8.0 Ω 的扬声器。问需要原边回路线圈和副边回路线圈的匝数比为多少时，才能满足上述变压器的要求？

解：

$$\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \sqrt{\frac{500\ \Omega}{8\ \Omega}} = 8$$

因此，原边回路线圈的匝数必须是副边回路线圈匝数的 8 倍。

知道了在内部损耗和漏电流情况下的原边匝数设定方法,则可以确保在电压加到原边回路时有足够的感抗来保证较低的励磁电流。

例 7:从图 3.101 所示电路的电压源看进去,负载阻抗是多少?

解:(a)30 Ω,(b) 120 Ω,(c) 8 Ω

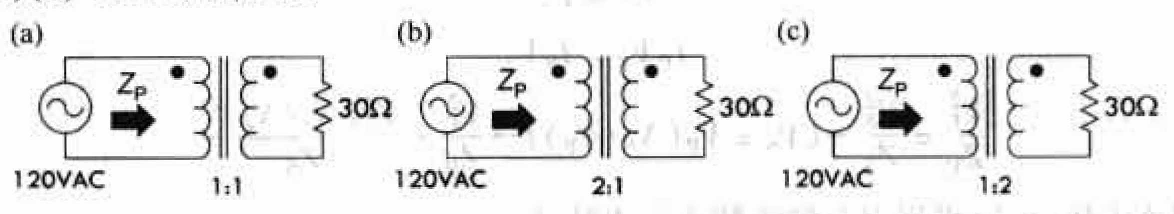


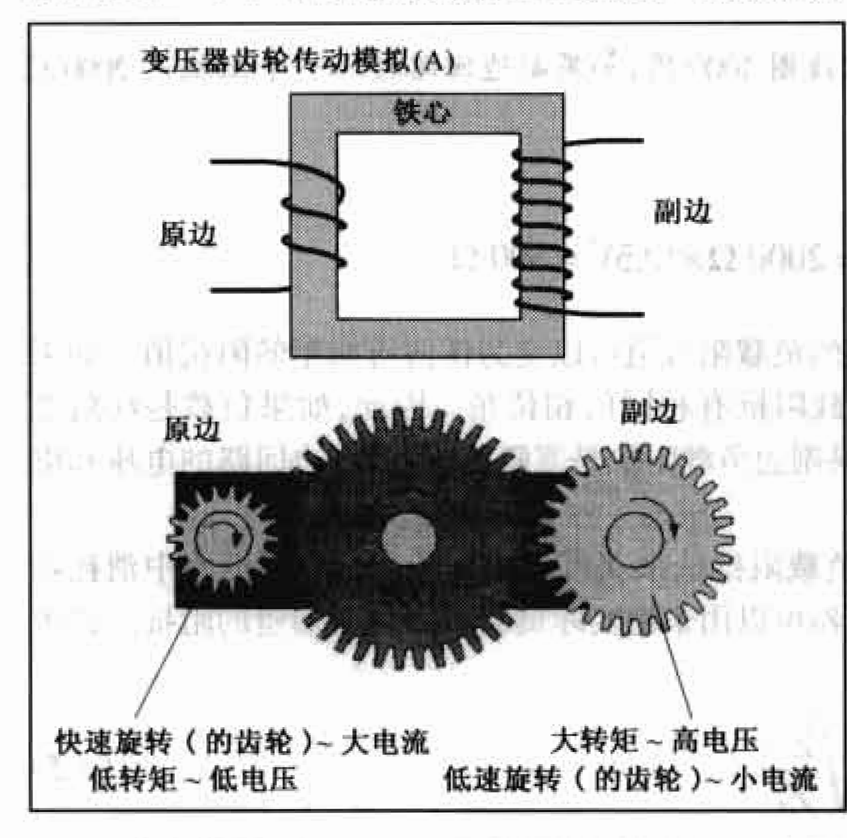
图 3.101 例 7 的示例电路

例 8[①]:如果一个升压变压器的匝数比为 1:3,那么它的电压比,电流比,阻抗比均为多少?假定所给的比率是初级回路线圈匝数:次级回路线圈匝数。

解:电压比是 1:3,电流比是 3:1,阻抗比是 1:9。

变压器齿轮传动模拟

把变压器看做一个齿轮箱是非常有助于分析的,例如:如图 3.102 所示,原边绕组和输入轴(电动机所在轴)是相似的,副边绕组和输出轴是相似的,电流等于轴的转速(mp),电压等于转动力矩,在一个齿轮箱中,机械功率(速率乘转动力矩)是不变的 (忽略损耗),并且等于电功率(电压乘电流),电功率也是恒定的。齿数比等于变压器的升压比和降压比。一个升压变压器,好比一个减速齿轮(其中机械功率从一个小的快速旋转的齿轮转移到一个大的慢速旋转的齿轮上),它把电流变成了电压,通过原边线圈的功率转换到拥有更多匝数的副边线圈上,一个降压变压器和一个加速齿轮相同的作用(其中机械功率从一个大的齿轮转移到一个小的齿轮),它把电压变成了电流,原边线圈上的功率则转换到较少匝数的副边线圈上。



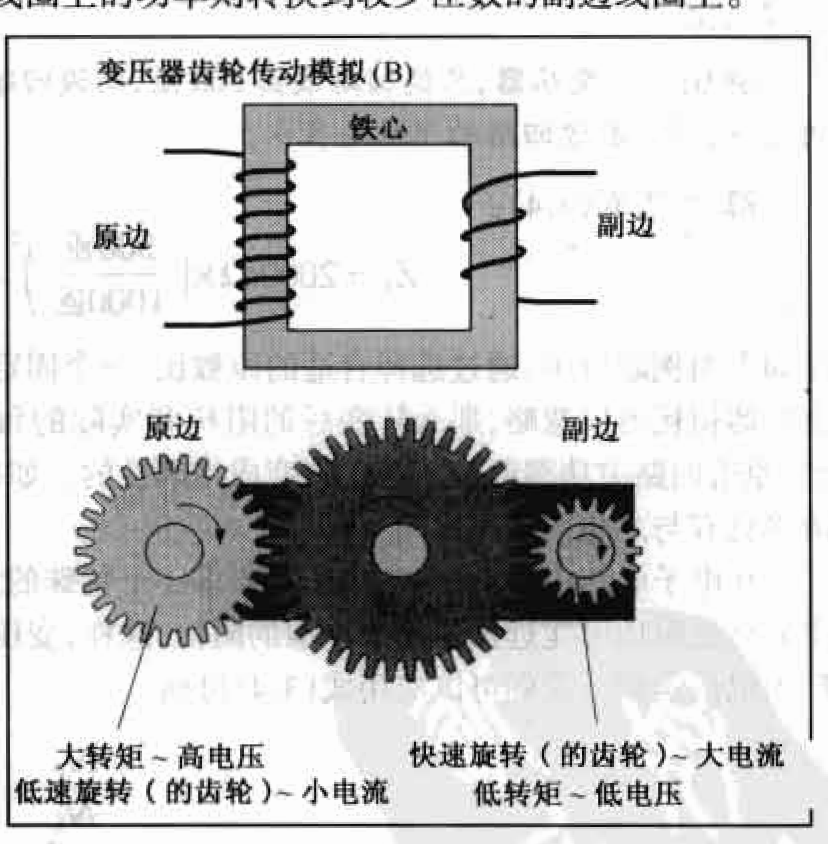


图 3.102 变压器齿轮传功模拟

带中心抽头的变压器

在现实生活中我们很少见到只有四个端头的变压器——即原边两个,副边两个。多数商用变压器的绕组都带有中心抽头,中心抽头通常在变压器绕组的两个端子中间,通过用一个中心抽头,可以获得部分绕组电压。例如,在图 3.103 中,一个变压器的副边是带中心抽头的,中心抽头位于绕组中间,产生了两个

① 原书此处为"例 9",有误——编者注。

输出电压 V_{S1} 和 V_{S2}，如果中心抽头接地，则这个电压包括相位显示在图 3.103 中，在这个例子中，由于我们假定中心抽头两头的匝数相同，所以两个副边电压相等，通常来说，副边电压是由匝数比决定的。

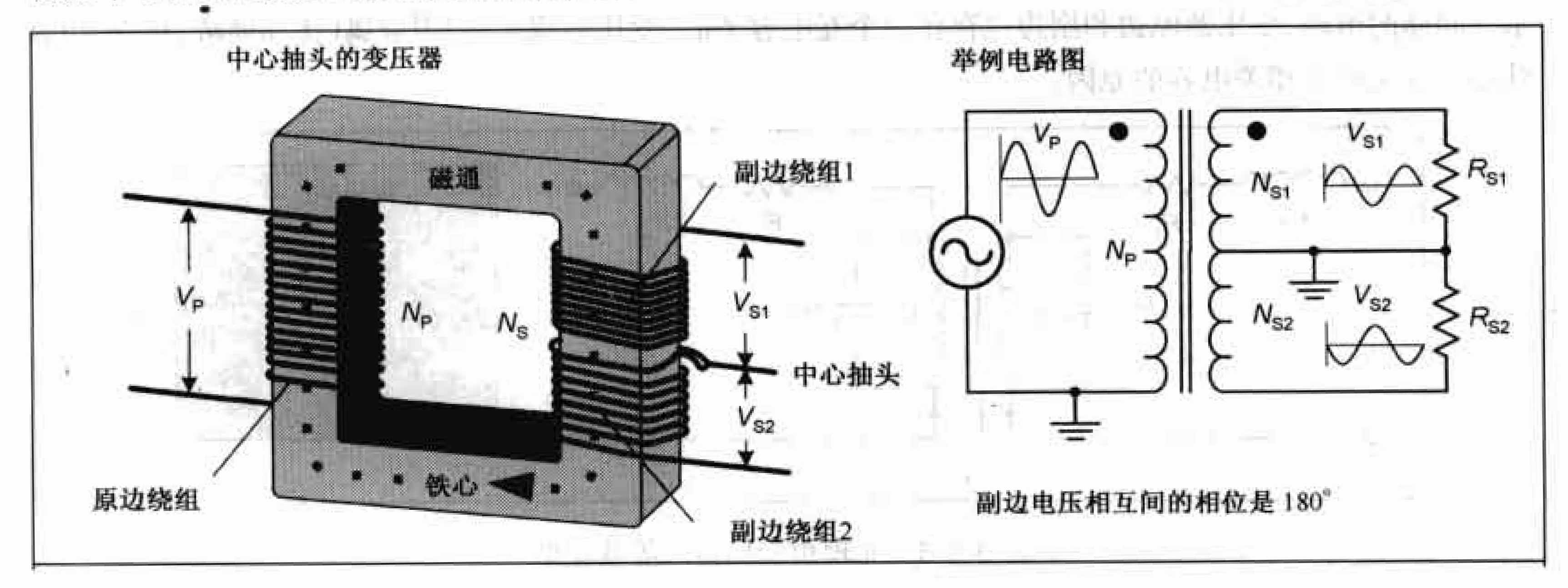


图 3.103 带中心抽头变压器的模型

原边和副边绕组均可以中心抽头，也可以是多个抽头，例如，典型的电力变压器一般都有几个副边绕组，每一个可提供不同的电压，图 3.104 显示了一个典型的开关电源变压器，通过抽头可以获得所需的电压。制造商会提供不同的抽头，通常指定 CT 作为中心抽头电压。中心抽头在设计和允许改变输出量中是非常灵活的。我们可以看到一个中心抽头变压器被用来把一个 240 VAC 分为两个 120 VAC。我们还可以看到一个全波中心抽头整流器电路被用来组成直流功率电源。

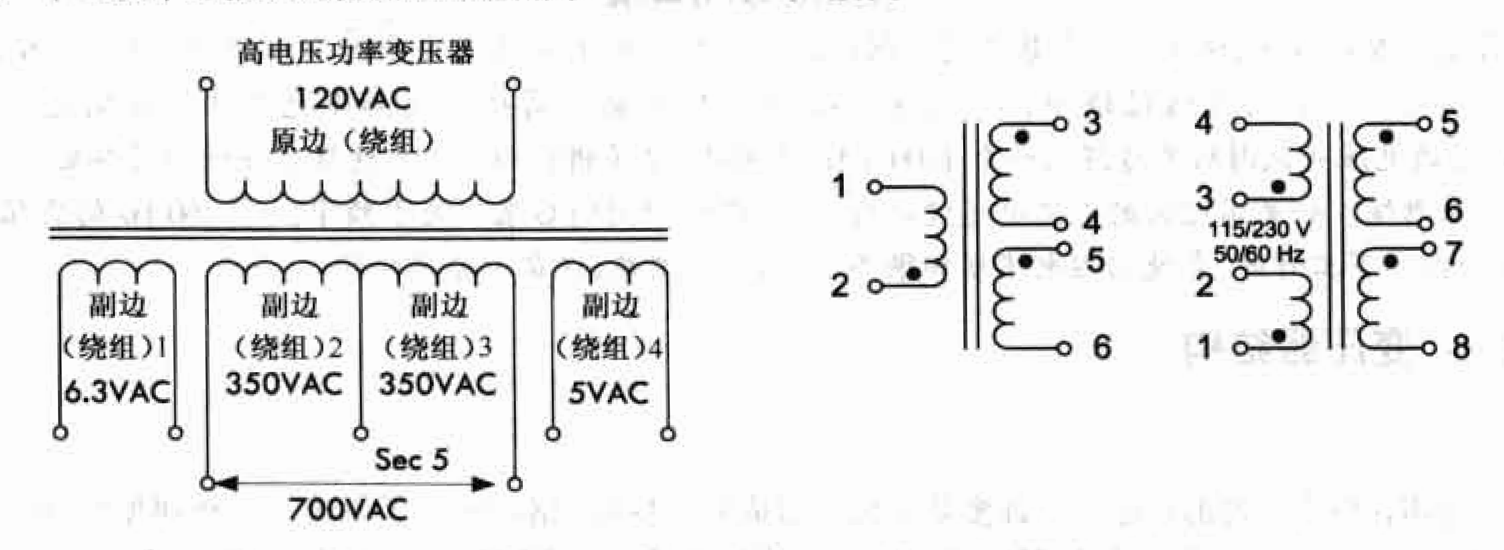


图 3.104 带中心抽头变压器的应用

实际变压器的特性

一个理想变压器的原边－副边的耦合系数为 1，这意味着所有的线圈连接所有的磁通线，因此，线圈的每匝都产生相同的电压，这同样也意味着原边和副边线圈的每匝产生的电压是相同的，在低频状态下，变压器铁心近似于理想的，然而，由于多种因素存在，比如涡流，磁滞损耗，内部线圈阻抗以及高频趋肤效应等，这些都会导致不确定因素。

在实际的变压器中，并不是所有的磁通为绕组所共有，与绕组不链接的磁通称为漏磁通，并产生相应的感应电压。漏磁电感较小，与变压器绕组相关，并且和电路中的一般电感作用相同。漏磁电感产生的阻抗称为漏抗，它可随变压器结构和频率的改变而改变。图 3.105 显示了一个实际的变压器，其原边和副边线圈都存在漏抗。记为 X_{L1} 和 X_{L2}。当电流通过漏抗时，产生一个电压降，电压降随着电流的增大而增大，从而副边可得到更多的能量。

当电流通过变压器绕组时，绕组电阻 R_1 和 R_2 也产生压降，尽管这些压降与漏抗产生的压降不同，但它们共同产生了一个电压，所以实际电压值要比用变压器匝比公式计算得出的值低一些。

变压器另一个非理想的特性是寄生电容,具有不同电压的任两点间存在一个电场,当电流通过线圈时,每一匝和它相邻的匝也有不同的电压,这导致各匝之间的电容可以用 C_1 和 C_2 模型化,如图 3.105 所示。同样的道理,变压器原边和副边也存在一个互电容 C_M。变压器绕组、周围金属(比如屏蔽,机壳)以及铁心本身是产生相关电容的原因。

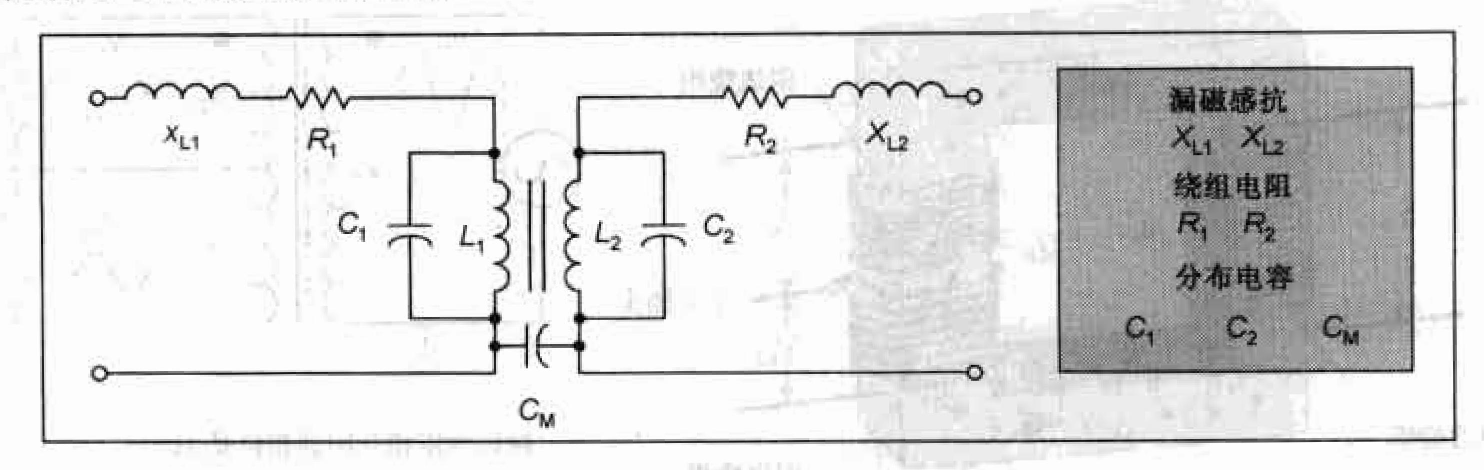


图 3.105 非理想变压器的等效模型

寄生电容在电力变压器和音频变压器中几乎不起作用,但是当频率增大时,影响便大了。当变压器应用在 RF 电路中时,寄生电容和漏抗在较低频率时会产生谐振,在谐振频率范围内,变压器没有表现出如前面变压器公式中所提到的结论。

变压器因为铁心的涡流效应和磁滞性,也要产生损耗(参见 2.24 节),这些损耗,增加了磁化电流,并增加一个与 R_1 并联的电阻等效,如图 3.105 所示。

变压器使用事项

当使用变压器时,这里有三个基本的规则:首先,所加电压不要高于变压器绕组的额定电压,第二,不允许有较大的直流电流通过绕组,第三,变压器应工作在制造商规定的频率范围内。在副边加一个 120 VAC 的电压并试图从原边得到一个 1200 VAC 的电压,这是错误的想法。这样会导致绝缘层破坏,进而冒烟甚至燃烧。如果用过大的直流电通过原边,也会得到相同的后果。关于频率,一个 60 Hz 的变压器在 20 Hz 的频率下工作时,会使励磁电流增加很多,从而大量发热,这是十分危险的。

3.8.2 变压器结构

铁心

电力和音频变压器的铁心是由许多薄硅钢片组成的,这些硅钢片减小了涡流。一种典型的硅钢片心是由"E"形和"I"形的薄层组成,如图 3.106 所示,具有这些铁心的变压器也通常被称为"EI"变压器。

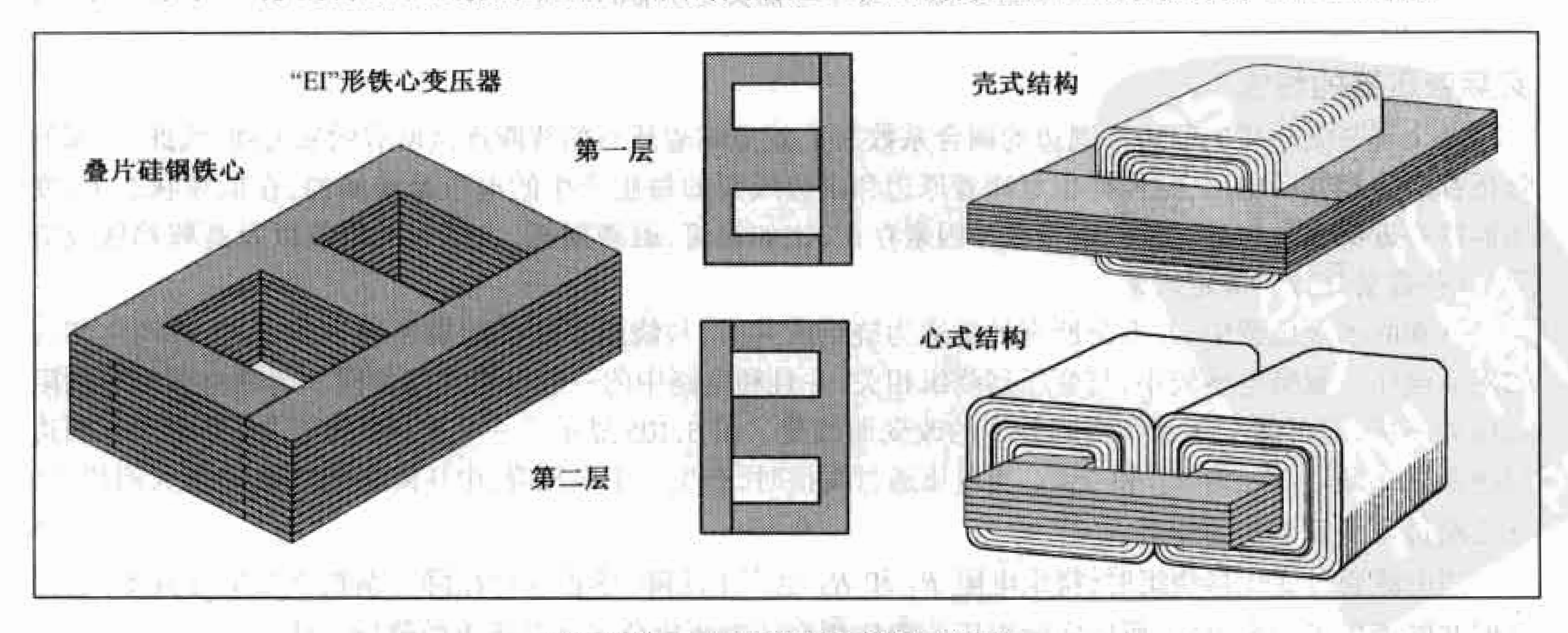


图 3.106 典型的变压器铁心结构

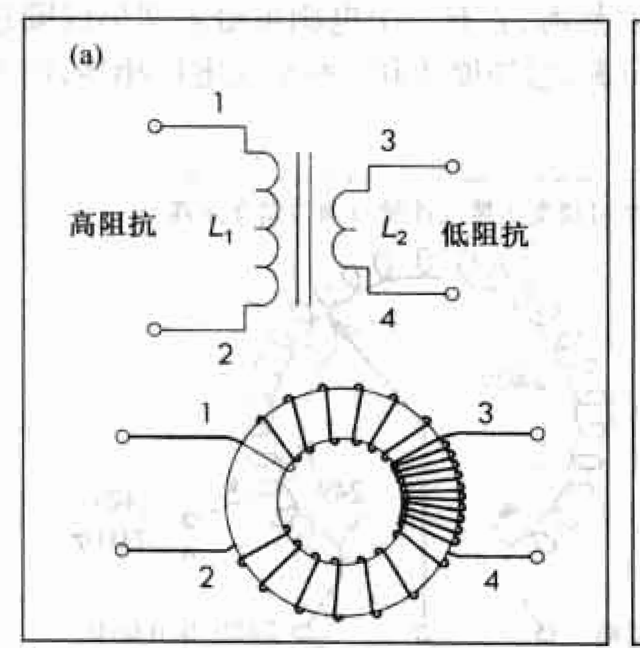
图 3.106 所示为两种常见的铁心形状，壳式和心式。在壳式结构中，原边和副边绕组制绕在同一个支架上；而在心式结构中，原边和副边绕组在分开的两个支架上，这种铁心结构通常是为了减少原边和副边绕组中间电容作用或者某一边绕组工作在高频时的电容效应。铁心的尺寸，形状，铁心材料类型以及频率都影响着每个绕组中的线圈匝数。大多数变压器中，线圈分层放置，每层间有一片特殊的绝缘纸，较厚一点的绝缘纸放在相邻的线圈间和铁心与第一个线圈间。

粉末合金铁心由于其较低的涡流，通常用在高于 60 Hz 直到几千赫的变压器中，这些铁心有很高的磁导率，因此具有相当好的梯度能力，当变压器应用在更高频率的场合时，比如 RF 电路中，通常用不导电的磁性陶瓷材料或铁氧体材料。

粉末合金铁心或铁氧体变压器的铁心的形状一般是螺旋管状的，如图 3.107(a)所示，封闭的结构消除了 EI 结构中空气的影响。原边和副边线圈通常同心绕制，便于遮住铁心的整个表面，铁氧体通常应用在更高的频率当中，尤其是在数十千赫到兆赫间。总体来说，环状铁心变压器比廉价的分层 EI 变压器的效率更高(约为 95%)，它们结构更紧凑(尺寸大约一半)，重量更轻(大约一半)，更少的机械噪声(在音频应用中更优越)，并且有更低的负载损耗(在备用电路中更有效)。

屏蔽

为了消除变压器绕组间的互电容，通常在绕组间放置一静电屏蔽，一些变压器可能还设置有一个磁屏蔽，如图 3.107(b)所示。这个磁屏蔽可以阻止由内部绕组中的感应电流产生的外部磁场。另外它还可以阻止变压器变成一个干扰辐射体。



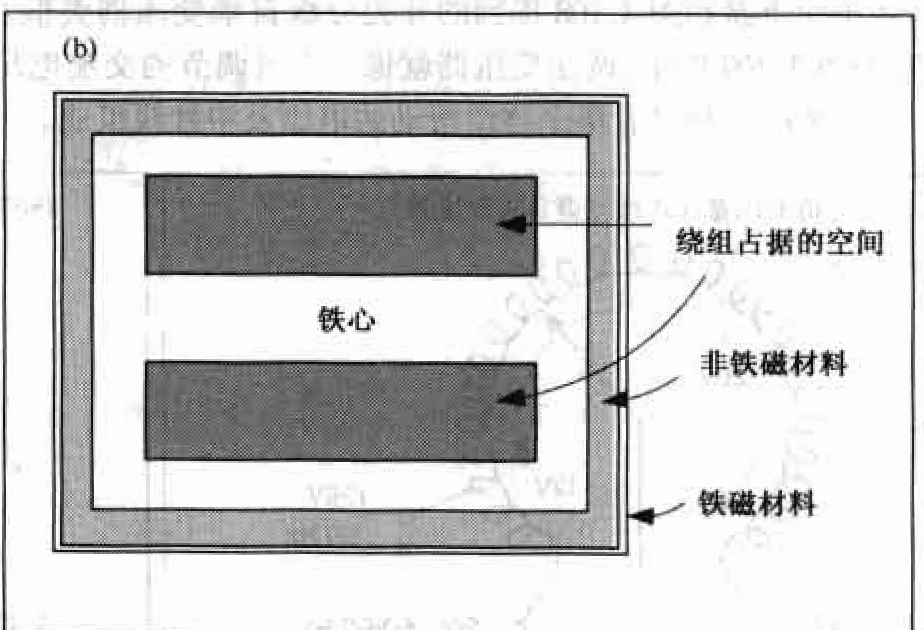


图 3.107　(a)螺旋管状铁心变压器；(b)屏蔽型变压器

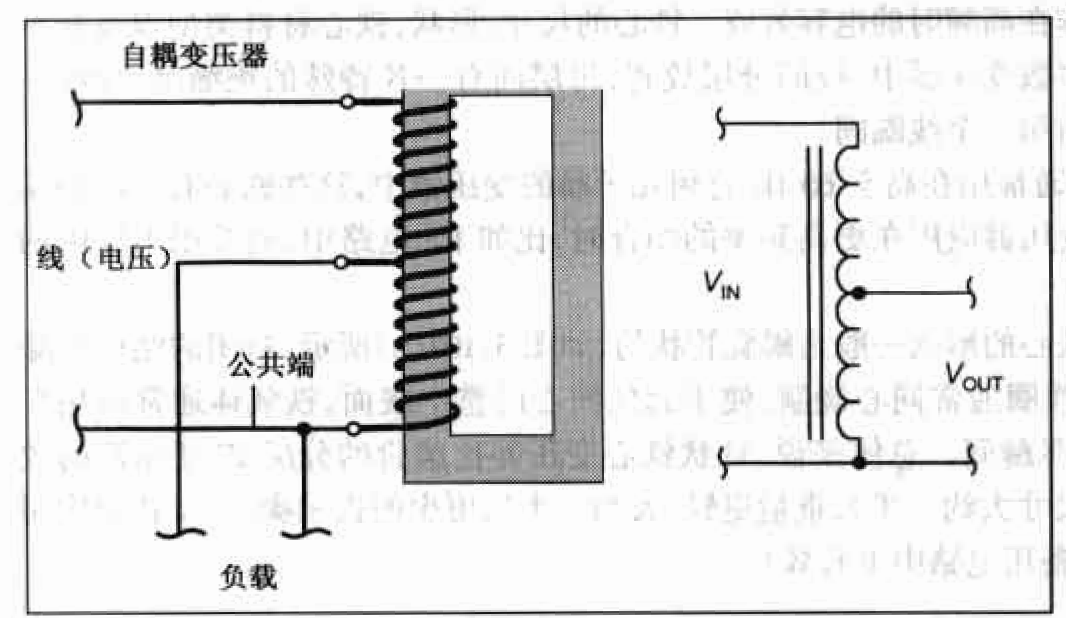
绕组

对于小功率的信号变压器，其绕组是由坚固的铜线和漆包线组成，有时，为了安全附加一个绝缘体，大功率变压器可能是由铜线和铝线叠加或者用于大电流的扁导线组成。在某些场合，多股导线被用来减小趋肤效应造成的损耗。工作在数千赫的高频变压器通常用由绞合线组成的绕组以减少趋肤效应，对于信号变换器，绕组构成是为了减小漏抗和寄生电容以改善高频响应。

3.8.3　自耦变压器和调压变压器

自耦变压器和标准变压器相似，然而，它只用在单线圈和中心抽头构成的原边和副边结构中，如图 3.108 所示。与标准的变压器相同，自耦变压器可用于升压或降压以及阻抗匹配的场合，然而，其原边和副边不像标准变压器一样是电绝缘的，因为它们的原边和副边是同一线圈，这两个线圈之间没有电绝缘。尽管自耦变压器只有一个绕组，但用于标准变压器升压和降压的感应定律也能适用于自耦变压器，同样也适用于电流和阻抗变换。如图 3.108 所示，在公共绕组中的电流不同于线电流(原边电流)和负载电流(副

边电流),因为这些电流不同相位,因此,如果线电流和负载电流近似相等,公共绕组部分则可以用相对细的线绕制(公共绕组中的电流此时很小),只有当原边和副边电压大小相近时,线电流和负载电流才可能相等。



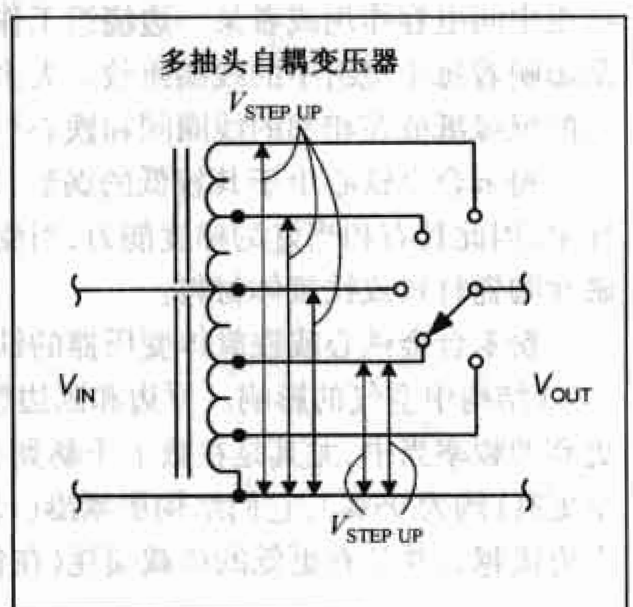
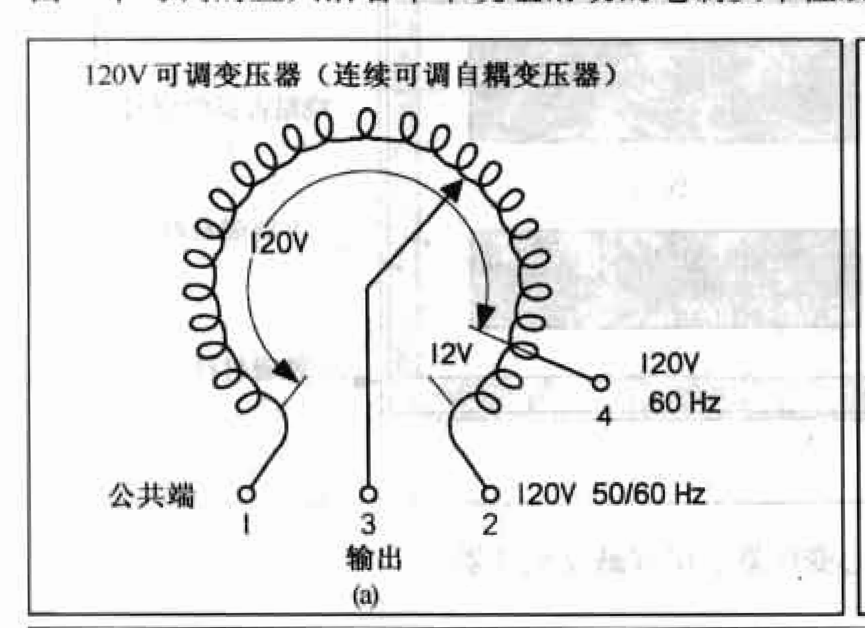
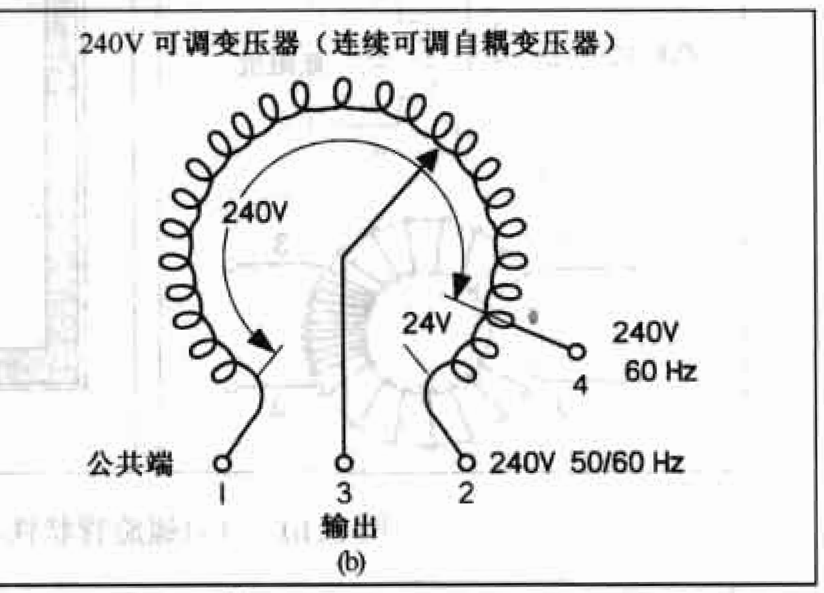


图 3.108 自耦变压器模型

自耦变压器通常用在阻抗匹配中,也用在少量地提高或减小电源电压的电路中。图 3.108 显示了一个开关分级自耦变压器,它的输出电压可以被开关触点随意设定为任意值。

调压变压器和图 3.108 提到的开关分级自耦变压器类似。然而,它有一个电刷可沿着圆形线圈连续滑动,如图 3.109 所示,调压变压器就像一个可调节的交流电压源,它的原边和 120 V 线电压相连,而副边由一个可调的且只沿着单个绕组滑动的电刷及中性线组成。





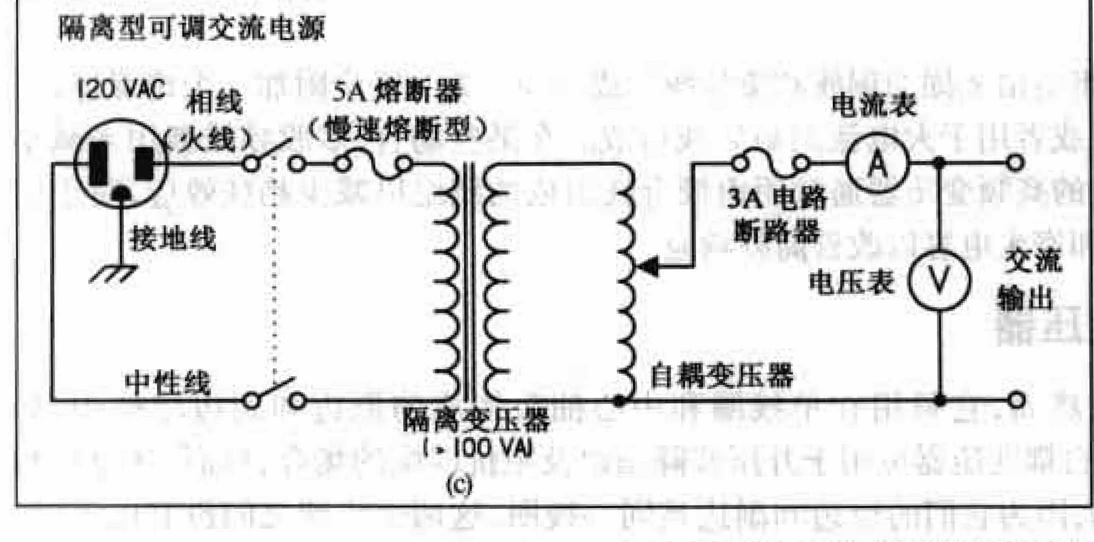




图 3.109 (a)非隔离型 120 V 自耦变压器通过旋转接触刷来调节输出电压;(b)非隔离型 240 V 自耦变压器;(c)一种借助隔离变压器提供隔离保护的自制可调交流电源;(d)封装了隔离变压器、自耦变压器、开关、熔断器、交流插座和仪表的交流电源

当在线调试电气设备时，调节线电压是非常有用的，如果保险丝在正常的线电压时也总是被烧断，则可以降低电压进行调试，即使当保险丝没有被烧断时，在85 V时调试或许会减少电流故障率。

调压变压器由于原边和副边共用一个绕组而没有像标准变压器一样提供隔离保护，了解这一点是非常重要的。如果想不接地工作，即设备机壳带电时，必须把一隔离变压器放到调压变压器前面，注意不是后面。如果你没有做到，电击事故将可能发生。图3.109(c)给出了这样一个配置的图解。它包含了一个开关和一个熔断器保护，还有电压表和电流表，所有这些组成了一个可调的完全绝缘的交流电压源。

为了避免调压变压器和隔离变压器出现的不协调，把这两个变压器封装到一起，如图3.109(d)所示，这样就简单地得到了一个交流电压源。

增压和减压

我们在前面看到了自耦变压器如何用在使负载电压小幅度增加或减少的场合。当然，用一个正常（隔离）的变压器并配以合适的原边副边线圈匝数比也可以达到同样的目的。这里还有另外一种方法，用一个递降结构且副边绕组连接一个辅助串联负载（增压）或一个反向串联结构（减压），如图3.110所示。

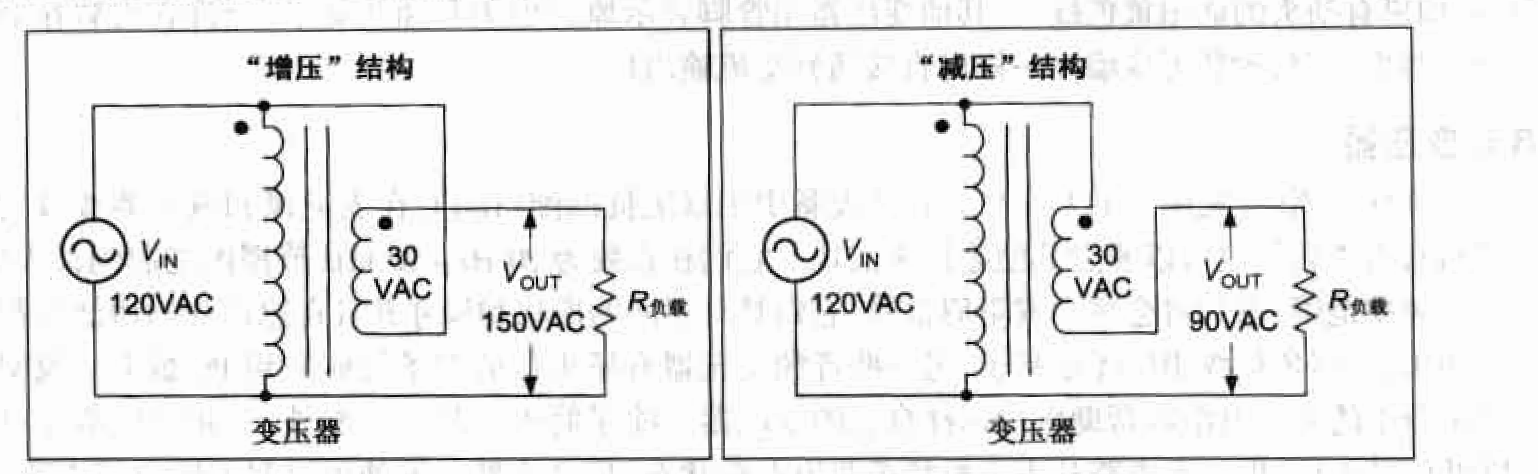


图3.110 自耦变压器的增压与减压结构

在增压配置中，副边线圈的极性被指定好了，因此它的电压直接加到了原边线圈上。在减压配置中，副边线圈的极性也被指定好了，因此它的电压是和原边线圈电压相减的。一个自耦变压器当有增压和减压配置时也可以达到同样的功能，而且只有一个简单的绕组，既便宜又轻巧。

3.8.4 电路隔离和隔离变压器

变压器在电路的隔离应用中起着非常重要的作用。图3.111是一个用变压器隔离一个带输出负载的例子。在这个应用中，不需要升高或降低电压，因此变压器的绕组比率为1:1，这样的一个变压器称为隔离变压器，在图3.111中，一个干线隔离变压器用来把负载和电源隔离开来，同时起到了接地故障保护作用。只要你在没有接地的设备上工作，都可以用隔离变压器。

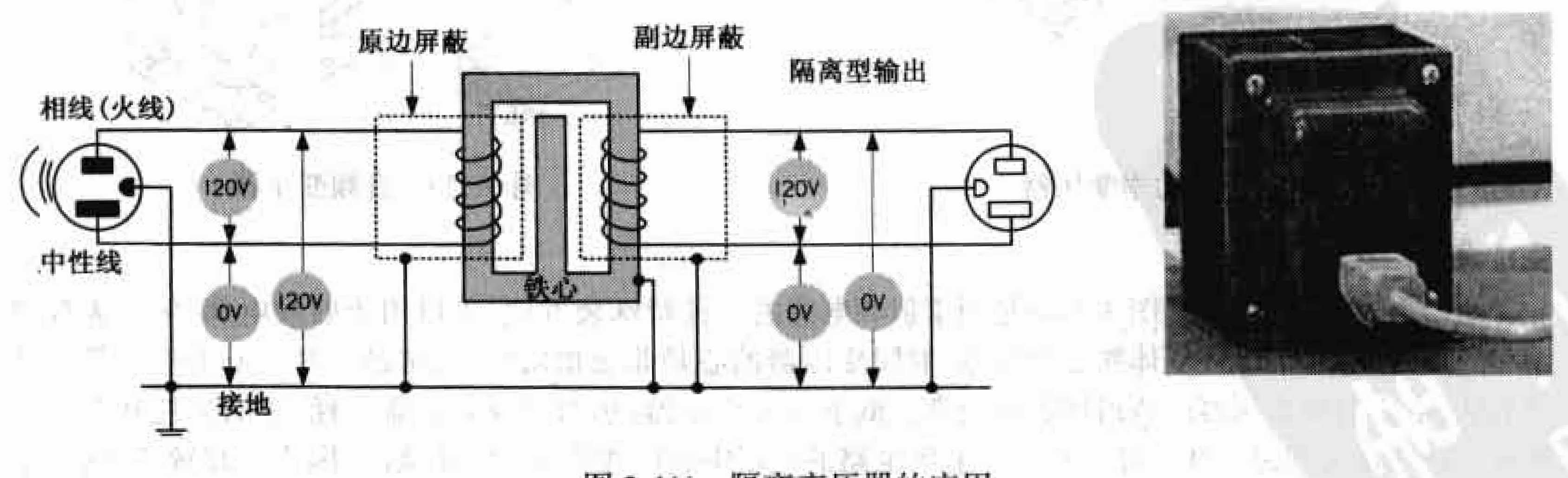


图3.111 隔离变压器的应用

在家用线路中，中性线（白色的）和接地（绿色的）引线捆在一起装在分线箱中，因此它们基本上有相同的电压——0 V，如果在接触接地的物体时意外碰到了相线（火线），电流将通过你的身体，给你潜在的致命

一击。用一隔离变压器,副边绕组作为一个 120 V 电压源,则它相当于干线的相线和中性线,但是也有重要的不同之处,副边电源不接地。这意味着如果你接触一接地物体时,触到了副边电源,没有电流通过你的身体,电流仅仅只通过副边电源(注意:所有的变压器都有隔离功能,并不仅是隔离变压器,因此,带输入电力变压器的设备也有基本的隔离保护,隔离变压器用于实验室的细节问题将在 14.5.12 节中讨论)。

隔离变压器的原边和副边也有两个法拉第屏蔽。这两个屏蔽可以隔掉高频噪声,而正常情况下,噪声是通过变压器传到地上的。增加两个法拉第屏蔽的间隔可以减小它们间的电容,从而减小两者间的噪声。所以,隔离变压器在线路功率噪声传到电路前就可以把它清除掉。

3.8.5 各种标准和特殊的变压器

功率变压器

功率变压器(参见图 3.112)主要用来降低线电压,它们具有不同的形状、尺寸和原边副边绕组比。它们经常有多个抽头或多个副边绕组。色标线通常用来标注原边和副边端子(比如原边用黑色线,副边用绿色线,如果有抽头的话用黄色线)。其他变压器用管脚表示原边副边和抽头端子,允许它们装在 PC 板上。还有一些变压器,封装得像墙体一样可直接插到交流输出口上。

音频变压器

音频变压器(参见图 3.113)主要在音频设备中用以阻抗匹配(比如:在麦克风和放大器或放大器和扬声器间),当然它们也可以通过其他途径来实现。它们在音频为 20 Hz ~ 20 kHz 范围内能起到最大作用,超出这个频率范围,它们将会减少或阻碍信号,它们具有不同的形状和尺寸并且在原边和副边绕组都有一个中心抽头,一些色标线用以指定端子,另一些音频变压器有插头似的端子能够插到 PC 板上。说明书将提供原副绕组的直流电阻以帮助用户选择合适的变压器。除了简单的阻抗匹配外,音频变压器还可以提高或降低信号电压,把一个电路从不平衡状态变为平衡状态,反之亦然。另外可以起隔断直流电通过,只允许交流电通过的作用,并且可以把一个设备同另一个设备进行隔离等。注意,音频变压器有一个最大输入额定值,在没有引起失真的情况下也不允许超过这个最大输入值,因此在一个典型的音频电路中,音频变压器不能把信号增大 25 dB 以上,由于这个原因,音频变压器不适合作为麦克风前置放大器,如果需要增益超过 25 dB,就要使用一个有源的前置放大器替代变压器。

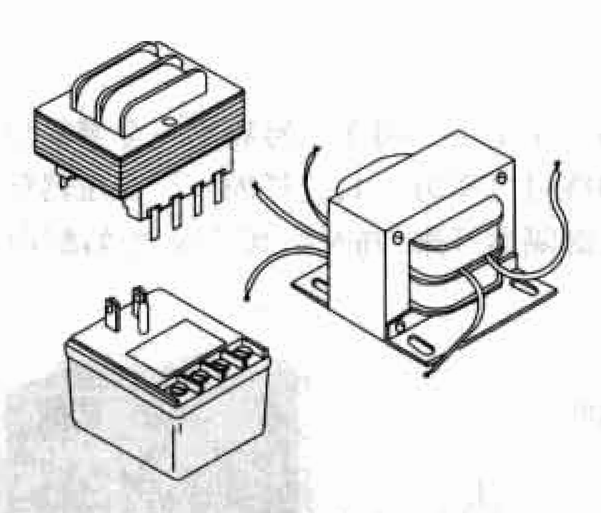


图 3.112 功率变压器

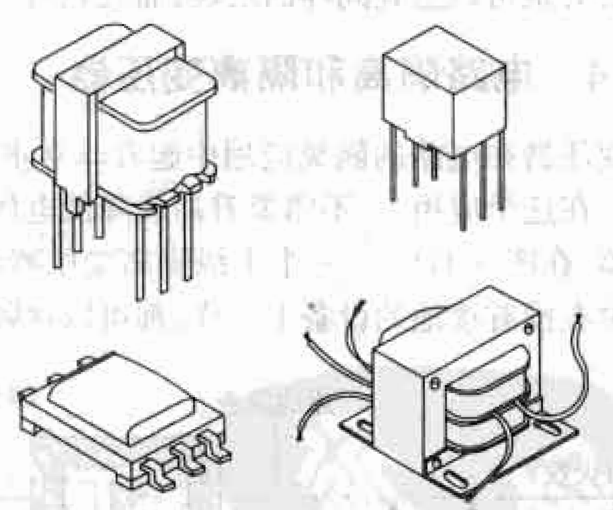


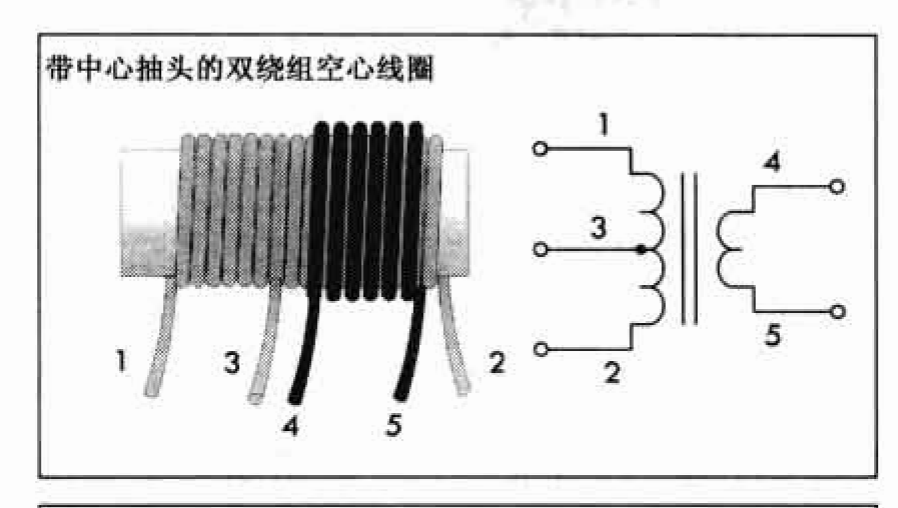
图 3.113 音频变压器

空心射频变压器

空心射频变压器(参见图 3.114)是用于射频电路的一种特殊装置(它可以用于射频电偶,例如天线调谐和阻抗匹配)。不像铁氧体铁心变压器,射频变压器的心是非磁物质的,通常是一些空心的塑料管。这样的话,空心射频变压器的绕组耦合度通常会低于铁心变压器,然而它没有涡流损耗,磁滞损耗和饱和损耗等。这些性质和磁心变压器一样。在射频电路的应用中这些性质是非常重要的,因为在高频段,铁心变压器的损耗非常大。除了在非常高频的工作场合中,环形空心变压器在今天已不常见了。今天,特殊的耦合物和射频粉末合金铁心和铁氧体环状物基本已经取代了空心变压器,当然在电路要求非常大的功率或线圈必须保持温度恒定的场合除外。

铁氧体和粉末合金铁心环形变压器

环状铁氧体和粉末合金铁心变压器(参见图 3.115)用在几百赫兹到超高频的范围内,这种变压器的主要优点是自身屏蔽和低涡流损耗。磁导率/尺寸比非常大,因此使它们比传统的变压器需要的线圈匝数少,最常见的铁氧体环形变压器是普通的宽带变压器,宽带变压器在原边和副边电路间产生直流隔离。阻抗低的原边绕组占据了整个铁心,而副边绕组在原边绕组上绕制,如图 3.115 所示。这种类型的变压器通常用在阻抗匹配中。在标准的宽带音频接收端,这些变压器工作频带为 530 ~ 1550 kHz,在短波接收端,射频变压器的频率约为 20 MHz,在雷达上,它甚至达到 200 MHz。



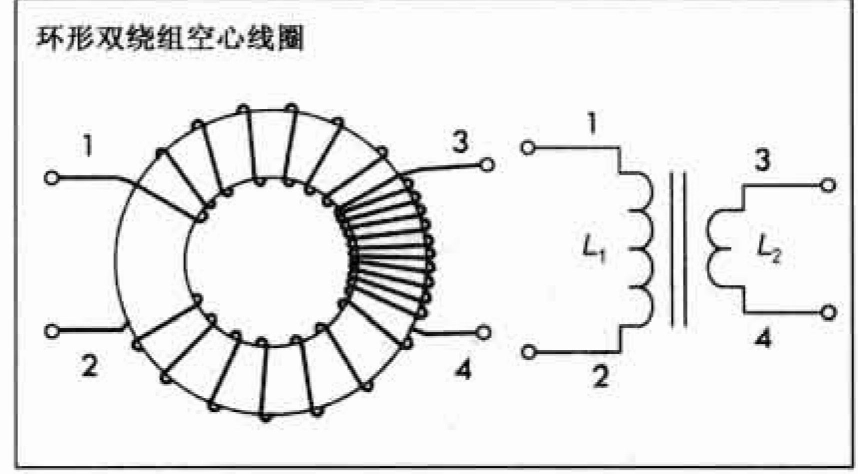


图 3.114 空心射频变压器

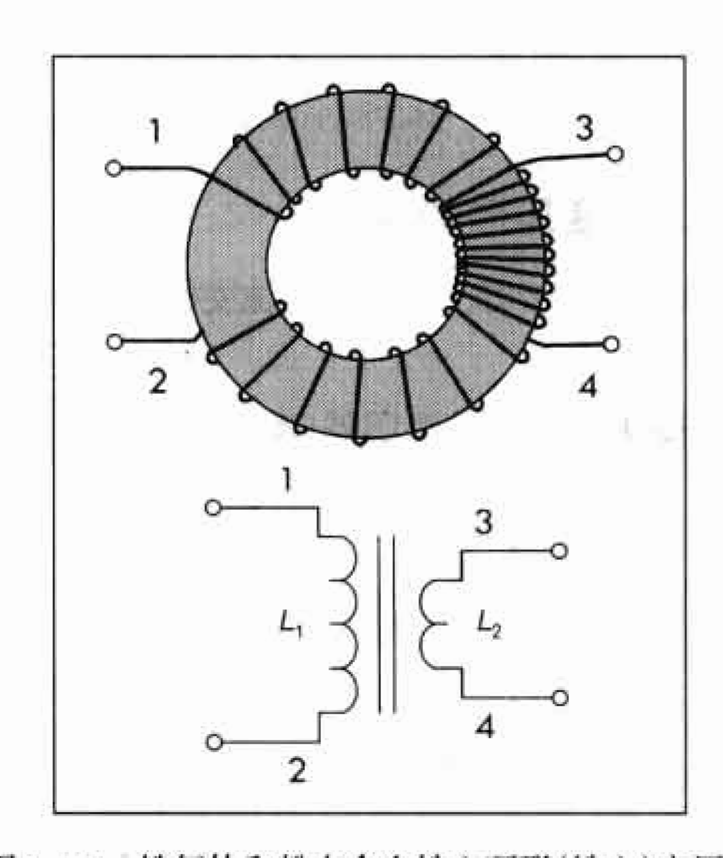


图 3.115 铁氧体和粉末合金铁心环形(铁心)变压器

脉冲和小信号变压器

脉冲变压器是一种特殊的变压器(参见图 3.116),用来优化传输的方波电脉冲。这些脉冲快速上升和下降且具有恒定的振幅。小信号变压器是脉冲变压器的一种,用在数字逻辑和通信电路中,通常为传输线匹配逻辑驱动。中等尺寸的变压器通常用在电力控制电路如照相机闪光控制器,而大功率的变压器经常用在电力分配中,把低电压控制电路和带有高压的半导体通道分离开来。例如三端双向晶闸管开关,绝缘栅双极型晶体管,晶闸管和 MOS 可控晶体管等。特殊的高压脉冲变压器用来产生用于雷达,离子加速器或其他脉冲功率应用的大功率脉冲。

为了减小脉冲波形失真,脉冲变压器需要非常低的漏电感和分布电容。还有一个较大的开路电感。另外,为了保护电路原边免受负载引起较大的瞬时功率,要求有较低的耦合电容。

电流变压器(互感器)

电流变压器也是一种特殊的设备(参见图 3.117),主要用于测量电路中可能会对安培表造成危险的大电流,它在副边产生一个与原边电流成比例的电流。典型的电流变压器看起来像具有许多副边绕组的环形磁心感应器。原边线圈由穿过环形中心的可测电缆组成。通过副边的外部电流远小于实际流过电缆(原边)的电流。这些变压器的输入输出电流比已经规定好了(400:5,2000:5 等)。电流变压器用于电源中驱动 5 A 电流的安培表。还可以用来测量高频波和脉冲电流。

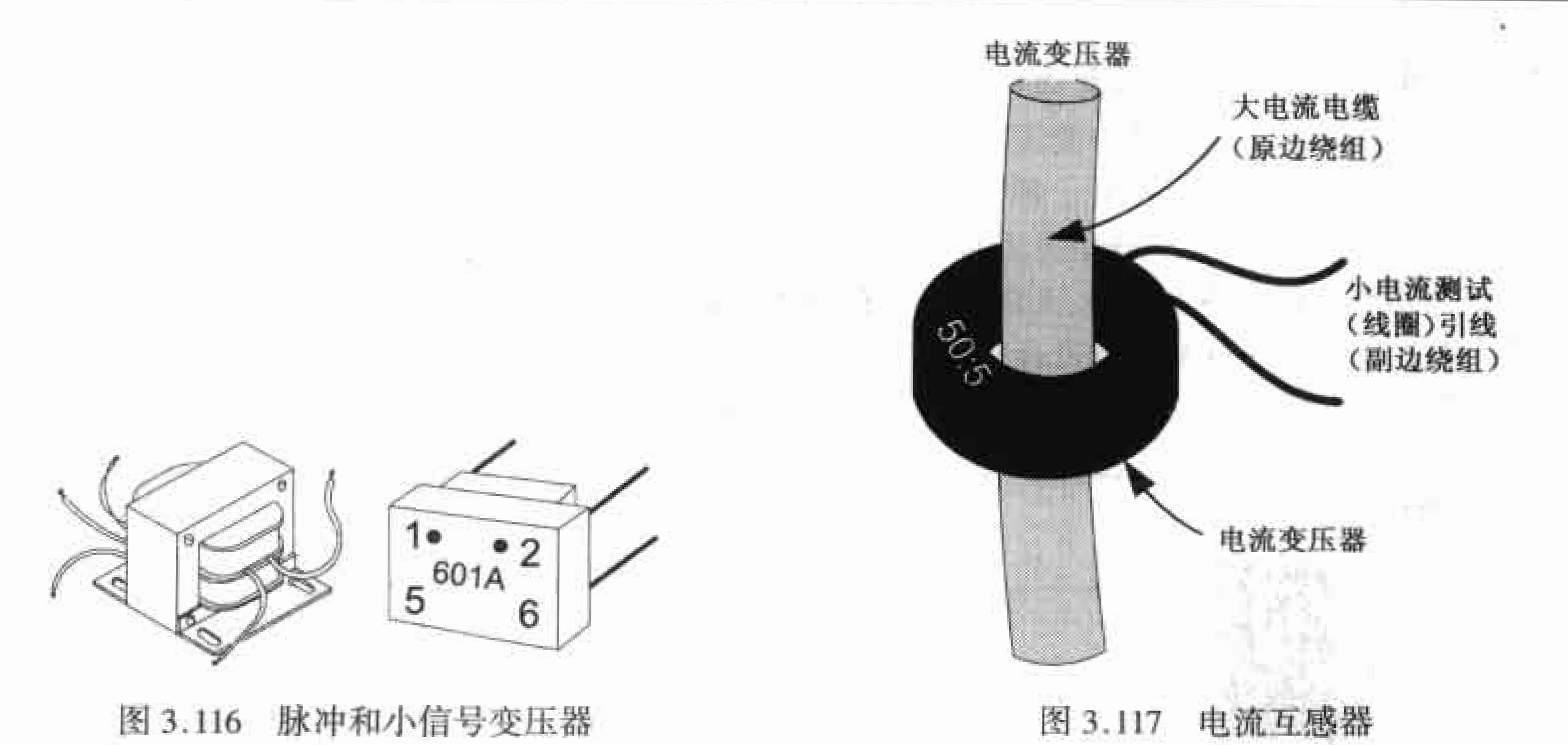


图 3.116　脉冲和小信号变压器

图 3.117　电流互感器

3.8.6 变压器的应用

变压器主要有三个用途:电流变换和电压变换,原边电路和副边电路隔离,改变电路阻抗。这里具体举一些例子。

中心抽头的杆塔式变压器(参见图 3.118)

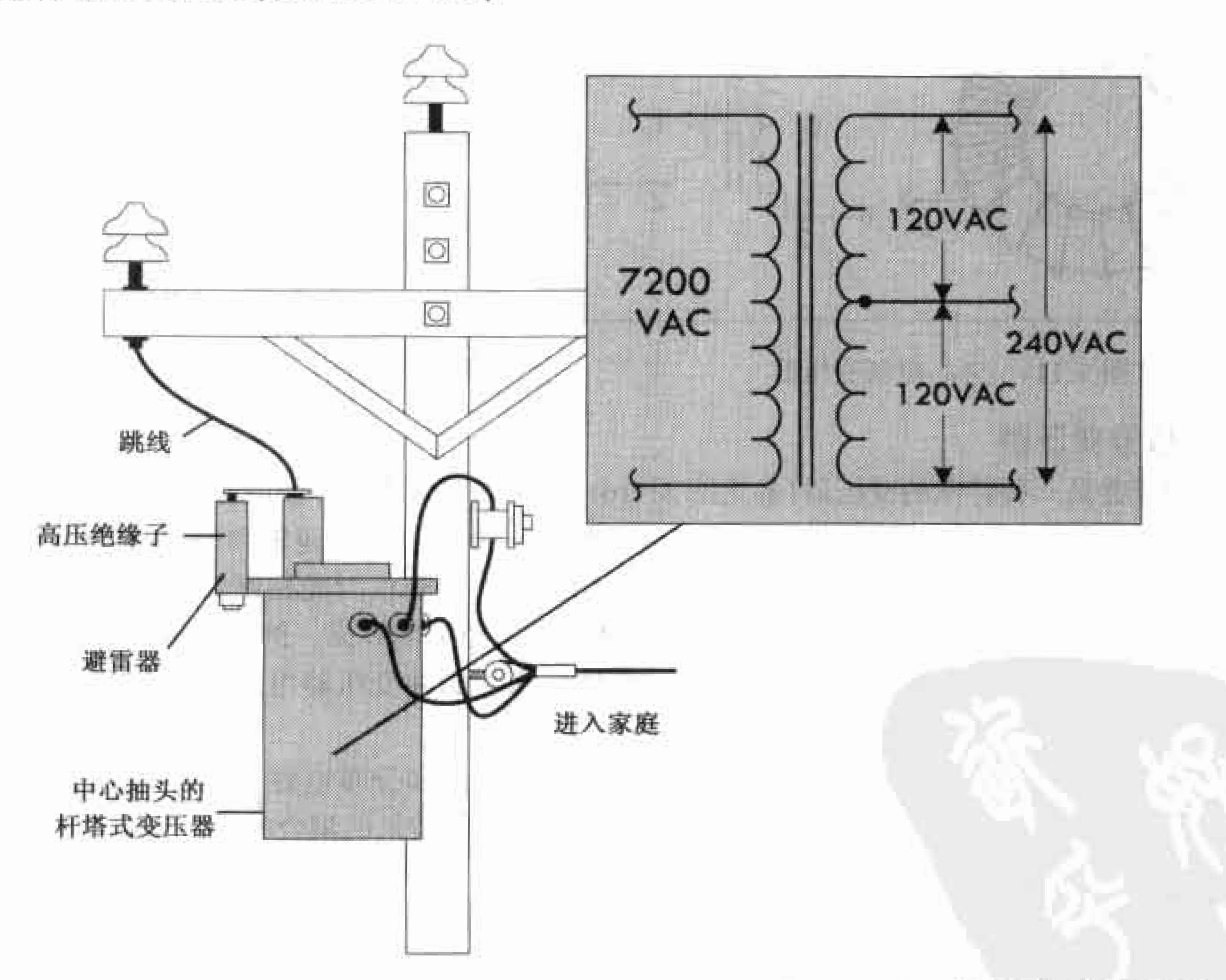


图 3.118　在美国,传输交流电的电力线电压可以达到几千伏,一个中心抽头的杆塔式变压器用来把线电压降至 240 V,并且抽头可以把它分成两个 120 V。小的家用电器,比如电视机,电灯,吹风机都用120 V,大的家用电器,如电炉,电冰箱,干衣机等通常用 240 V。想了解更多关于电力分配和家用电路请参阅附录A

用于景观灯的变压器(参见图 3.119)

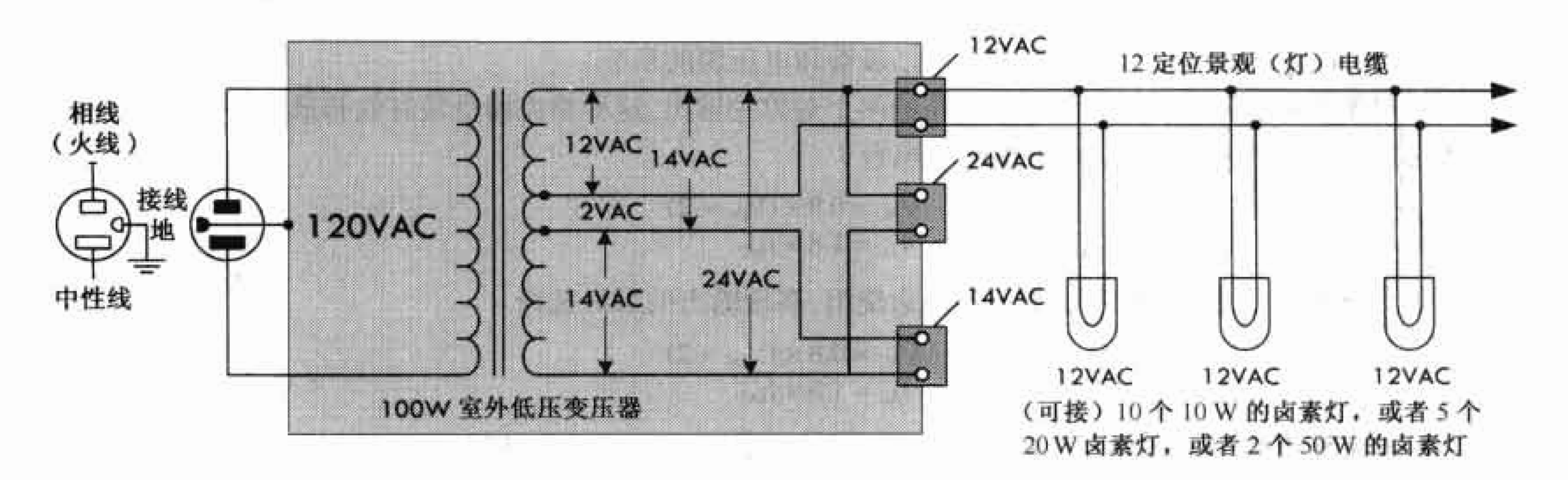


图 3.119　用一个降压的低压变压器用来驱动石英卤素景观灯。我们不关心灯的电压是否是交流电,因为频率(60 Hz)太快而看不到输出的变化。大多数商用变压器用于景观布线,或者用来驱动自动洒水装置,产生多个输出。这种变压器提供12 V,24 V和14 V的输出。14 V的输出如果在电缆上有一个已知的电压降的话,就可以用来驱动12 V的电灯。24 V输出用来驱动24 V的设备。注意,总的负载所消耗的功率不应超过变压器的额定输出功率。例如,这个100 W的变压器不能用于驱动超过10个10 W的电灯或者5个20 W的电灯。如果超过了,电灯就会变暗

直流电源的降压变压器(参见图 3.120)

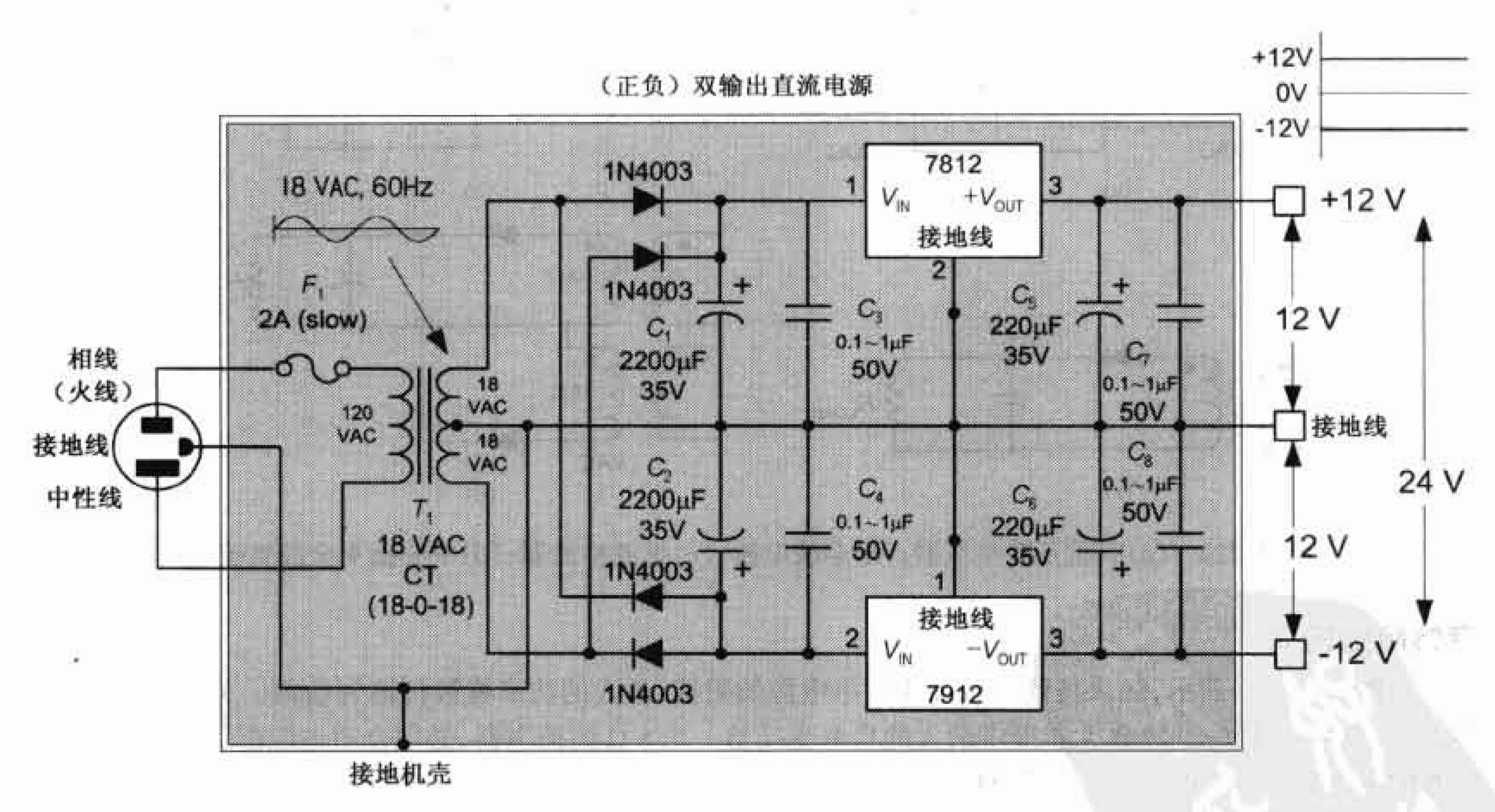


图 3.120　在电压源设计中,变压器是必需的。这是一个采用 120 V 到 18 V-0-18 V 的中心抽头变压器来构成一个正负12 V的直流电压源。变压器使通过每个线圈和中心抽头的电压减小到 18 VAC。二极管组成的整流电路用于消除上面绕组的负电压部分,同时消除下面绕组的正电压部分。电容用来消除直流脉动以保证电压呈直流特性。稳压器用来提供精准的正12 V和负12 V直流电压。更多细节参阅第10章

各种变压器整流电路

产生直流电压源有多种方法。图3.121给出了四种可用的方法。每一个方法都有优缺点。这里先简要介绍一下,具体详细的介绍参见本书后面二极管和电压源的章节。

(a) **双重互补整流器**:对于带公共回路的两个对称的输出,这种整流器是最有效和最好的选择。输出绕组是双绕组,且精确地搭配了串联电阻和电容

$$V_{AC}=0.8\times(V_{DC}+2)$$
$$I_{AC}=1.8\times I_{DC}$$

(b) **全波电桥**:最有效利用了变压器副边绕组,高压输出的最好选择

$$V_{AC}=0.8\times(V_{DC}+2)$$
$$I_{AC}=1.8\times I_{DC}$$

(c) **半波整流器**:这个设计不应用于电压源设计,因为它没有有效地利用变压器。这个设计引起铁心极化并且在某一方向上饱和。

(d) **中心抽头全波整流** :虽然比半波整流电路效率更高,但是全波没有完全利用副边绕组,然而对于大电流,低电压的应用还是非常有利的。因为电压每半个周期只有一个二极管压降

$$V_{AC}=1.7\times(V_{DC}+1)$$
$$I_{AC}=1.2\times I_{DC}$$

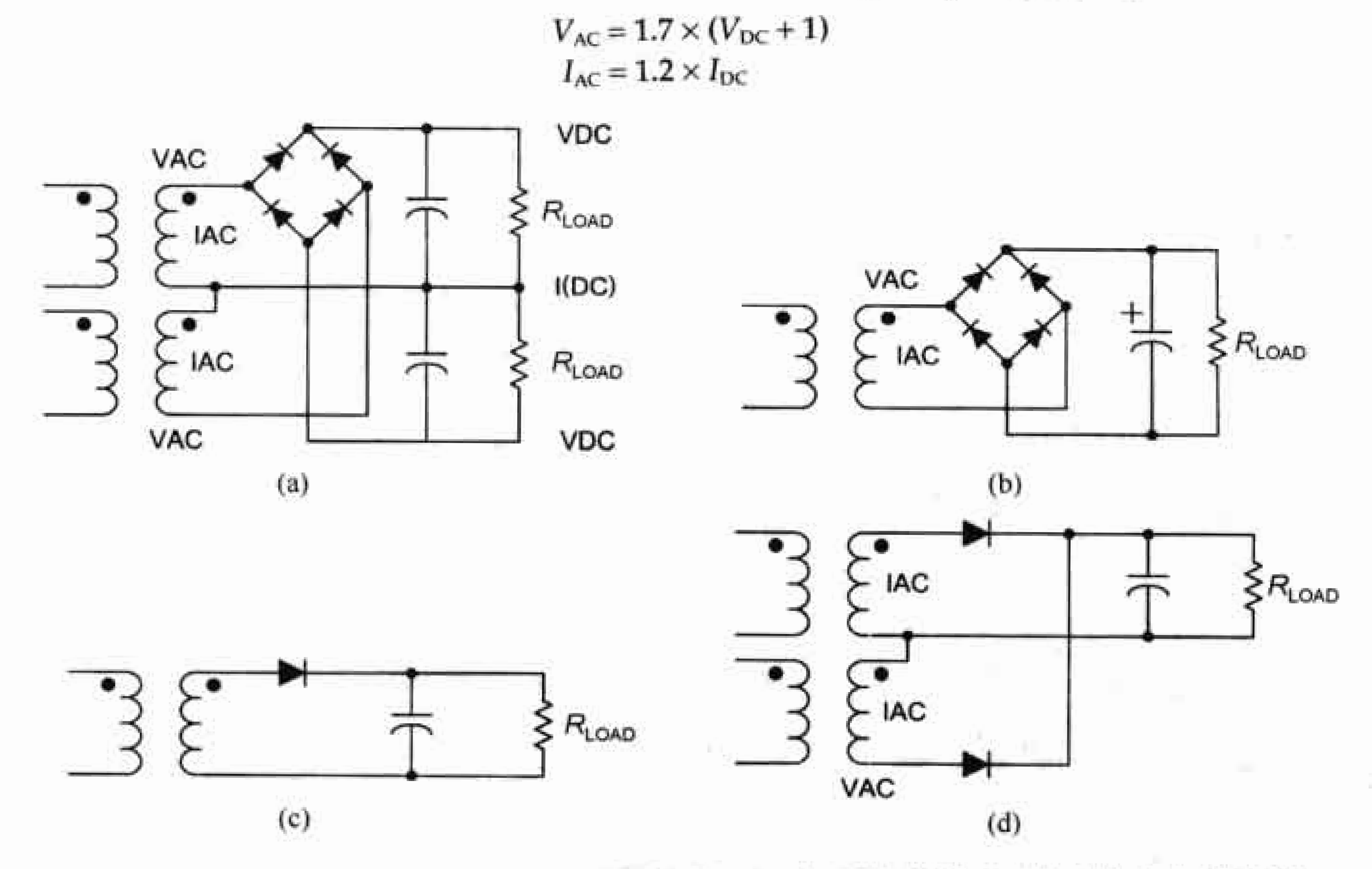


图3.121 (a)双重互补整流器;(b)全波电桥;(c)半波整流器;(d)中心抽头全波整流

音频阻抗匹配

如图3.122(a)所示,如果负载阻抗等于网络电源的阻抗,最大的功率将被传输到负载。为了从一个具有500 Ω输出阻抗的音频放大器提供最大的功率变换给一个8 Ω的扬声器,必须合适地匹配负载阻抗和电压源的输出阻抗,如果没有匹配好阻抗并试图正确地驱动8 Ω的扬声器,将导致很差的输出性能(低峰值功率),同时,当音频放大器尽力去驱动低阻抗的扬声器时,放大器会释放大量的热。

当从高阻抗(高电压小电流)电压源到低阻抗(低电压大电流)负载时,我们需要用降压变压器,根据如下公式

$$\frac{N_P}{N_S}=\sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}=\sqrt{\frac{500\ \Omega}{8\ \Omega}}=7.906$$

换句话说,绕组比率应是7.906:1。利用这样一个变压器,扬声器将驱动放大器调节到合适的位置,可以在最有效地把能量传到负载的电压和电流下吸收功率。

如图3.122(b)所示大多数高保真放大器和扬声器系统具有输出阻抗低于扬声器阻抗的放大器。典型的扬声器阻抗是8 Ω,然而,大多数高保真放大器的输出阻抗为0.1 Ω甚至更低,这不仅确保大多数音频能量可以传给负载,放大器的低输出阻抗为扬声器的动圈移动提供了更好的电阻尼,确保高保真度。

老一点的电子管放大器需要一个不同形式的阻抗匹配,因为输出端的电子管一般有固定的相对高的输出阻抗,因此,不能有效地把音频能量传到典型扬声器的低负载阻抗。因此,输出变压器可以用来产生较类似的阻抗匹配,变压器增大了扬声器的阻抗,可给输出电子管提供了几千欧的有效负载,它与电子管本身的输出阻抗大小是很接近的的,因此,在电子管中仅有少量能量以热的形式浪费掉了。

如图3.122(c)所示的音频区,阻抗匹配是很重要的。但在音频区的一些传感器,如麦克风,唱机拾音器和磁带录音头,则需要特定的负载阻抗,但目的不是为了能量传输最大化或者信号传输,在图3.122(c)中所示的是一个典型的匹配装置,它把麦克风和音频放大器的输入电路通过匹配变压器连接起来了。

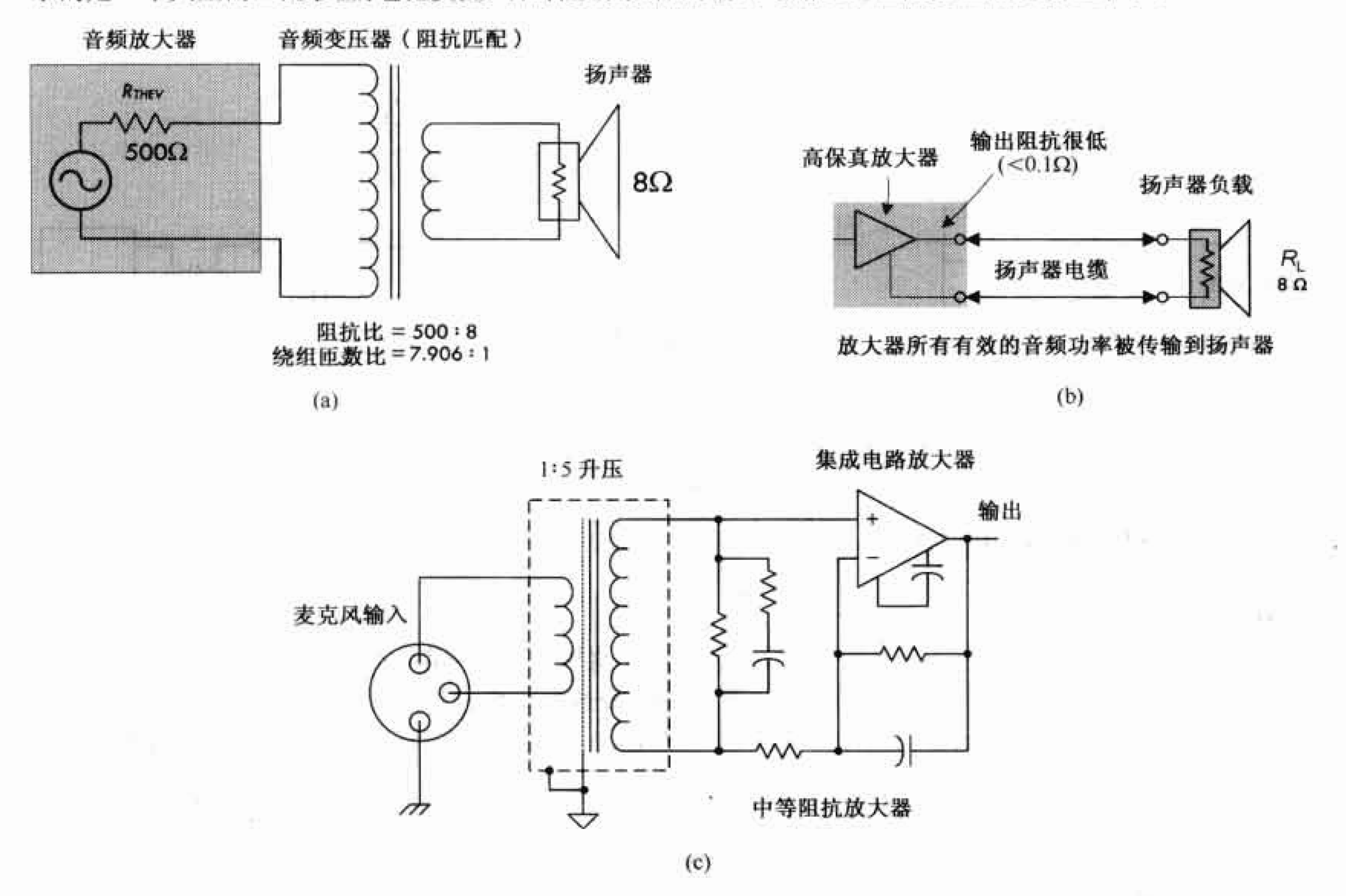


图3.122　(a)需要阻抗匹配;(b)不需要阻抗匹配;(c)麦克风输入变压器

3.9　熔断器和断路器

熔断器和断路器(参见图3.123)可以保护电路免受过大电流造成的危害。熔断器中包含有一个窄金属条,当电路中的电流超过了它的额定电流时,金属条可以熔断以切断电能传输,一旦熔断器熔断了,必须立即更换新的。断路器是一个机械器件,当它"熔断"时可以重置,它包括两个弹簧触点。当双金属条由大电流加热变弯的时候,触动弹簧,弹簧使触点分开,为了重新使断路器复位,可以用一个按钮,按下按钮便可使断路器复位。

在家用电路中,熔断器和断路器被用来防止在墙壁中的电线因过电流而烧断,但是它们不能保护电子器件,比如直流电压源,示波器以及其他线性功率器件。例如,一个使用交流电的测试仪器中发生短路,其电流可能会从正常的0.1 A上升到10 A,则电流值受限制的重要元件将通以过大的电流,根据 $P = I^2 R$,功率将增大10 000倍,这样,电路中的元件将被烧掉。而此时,额定电流为15 A的断路器将不起作用。通过器件的电流或许很大,但是不足以烧断断路器。鉴于这个原因,每个电子设备都应有自身的熔断器。

熔断器分为快速熔断型和慢速熔断型。快速熔断型熔断器当电流中有一短暂脉冲时便会熔断，而慢速熔断型则会延时几秒。慢速熔断熔断器主要用在具有较大开关电流的电路中，比如电动机以及其他的感性负载电路。

实际上，熔断器的额定电流应比被保护电路的标称额定电流大50%，额外的裕量是允许电流有小的改变，同时当时间久了，熔断器的额定电流下降时可以提供补偿。

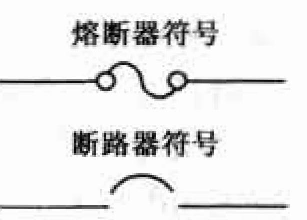


图 3.123 熔断器和断路器的符号

工作在120 V交流电压源的熔断器和断路器必须放在相线(黑色线)上并且置于保护的电子器件的前面，如果熔断器或者断路器置于中性线(零线)上，如果熔断器/断路器已经熔断了，但整个线电压仍将加在输入端。断路器用来保护240 V的交流设备(火炉，熨衣机等)，如图3.124所示。更多的关于电力分配和家用电路请参阅附录A。

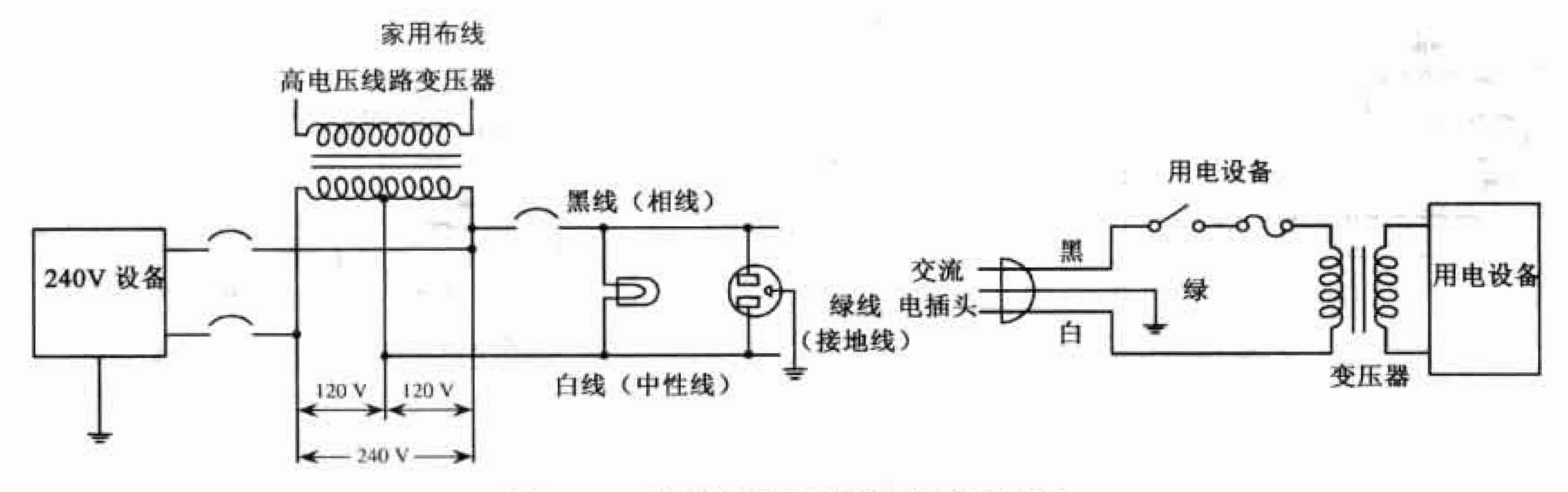


图 3.124 接熔断器和断路器的家用布线

3.9.1 几种熔断器和断路器

玻璃陶瓷型

图3.125(a)所示为几种由密封在玻璃柱体中的低熔点金属丝或者陶瓷元件构成的熔断器。每个柱体的两端各有一个金属帽作为接触端，并分为快速熔断型和慢速熔断型。它们用在电子电路和小型器件中。典型的柱体是1/4×1/4或5×20 mm尺寸。额定电流从1/4 A到20 A，额定电压从32 V，125 V到250 V。

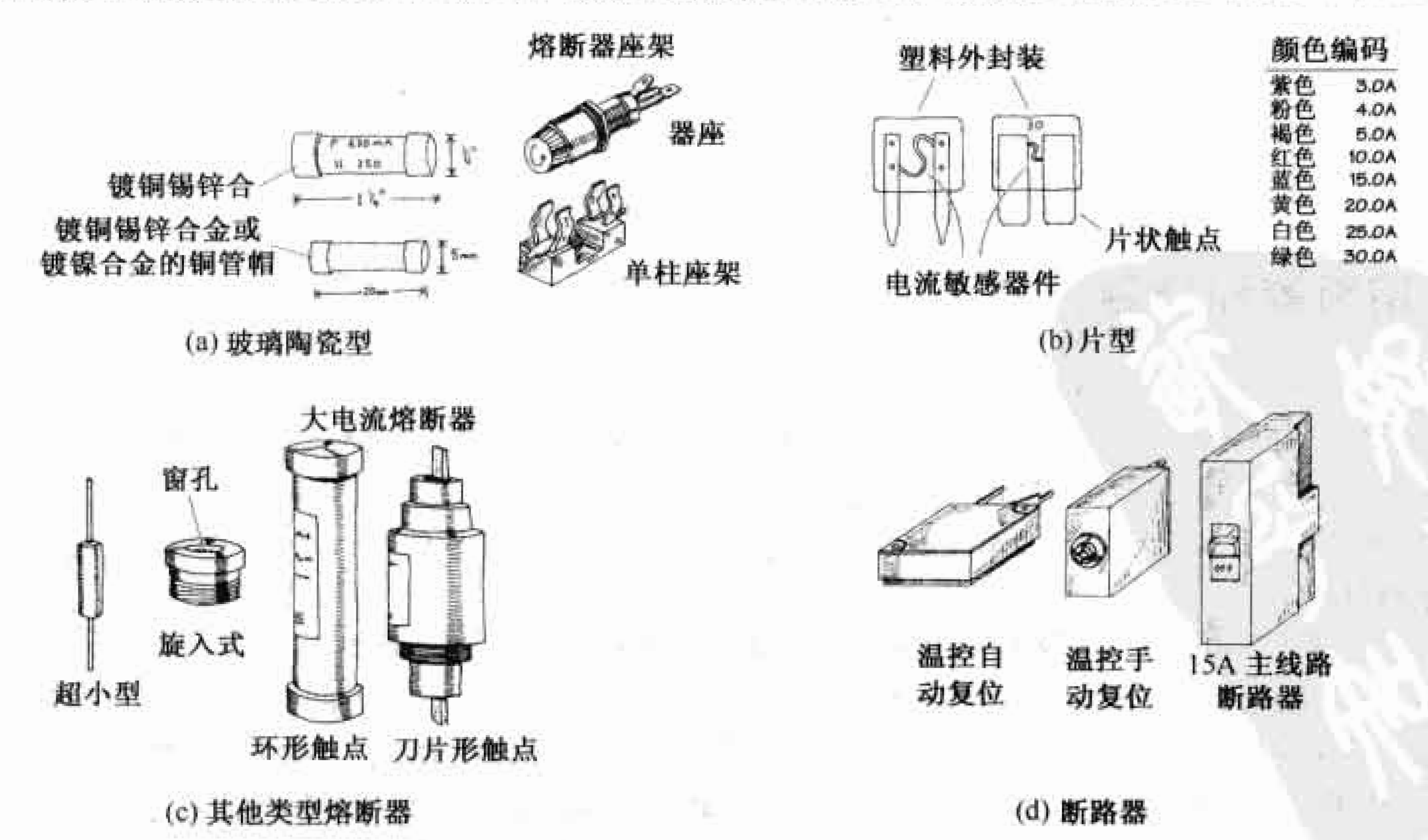


图 3.125 几种熔断器和断路器

片型

图 3.125(b)所示是一种快速熔断型熔断器,触点是刀片状的,便于从插座上取下。额定电流从 3～30 A,电压是从 32～36 V,根据电流不同,熔断器的颜色不同。

其他类型

其他类型的熔断器包括超小型熔断器和大电流旋入式管状熔断器[参见图 3.125(c)]。超小型熔断器有两个端子可以被固定在 PC 板上,额定电流从 0.05～10 A,主要用于小型电路中。管状熔断器主要用于大电流电路中,它们主要作为 240 V 如吹风机和空调中的电源短路保护器。管状熔断器用纸封装,两端各有一个环圈状或刀片状的触头。其中环圈状触头的熔断器保护电流最高可达 60 A,而刀片状触头的熔断器保护电流可达 60 A 或更高。

断路器

断路器主要有摇杆型和按钮型两种[参见图 3.125(d)]。有一些具有手动复位功能,而另有一些具有温控自动复位功能(当温度下降后,自动复位)。断路器额定电流从 15～20 A,小一点的断路器的额定电流则可能低于 1 A。

第4章　半　导　体

4.1　半导体技术

今天,最重要的或许也是最振奋人心的电子设备是由半导体材料制造的各种电子器件:比如二极管、晶体管、半导体闸流管、热敏电阻、光电池、光电晶体管、光敏电阻、激光器和集成电路等,全部是由半导体材料制造的(参见图4.1)。

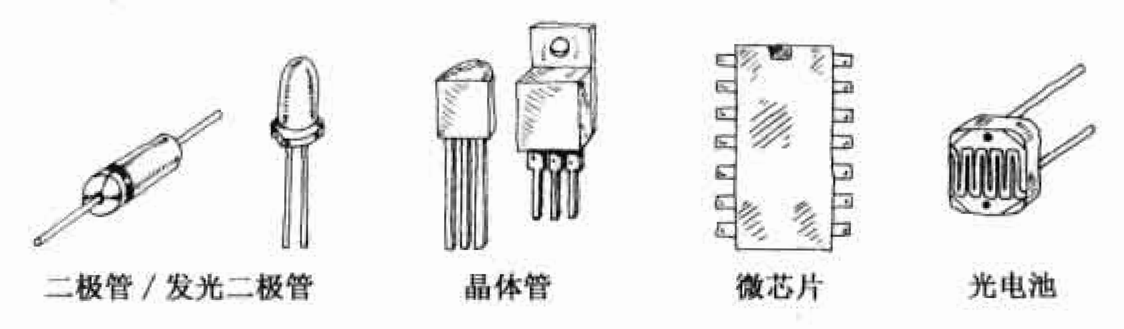
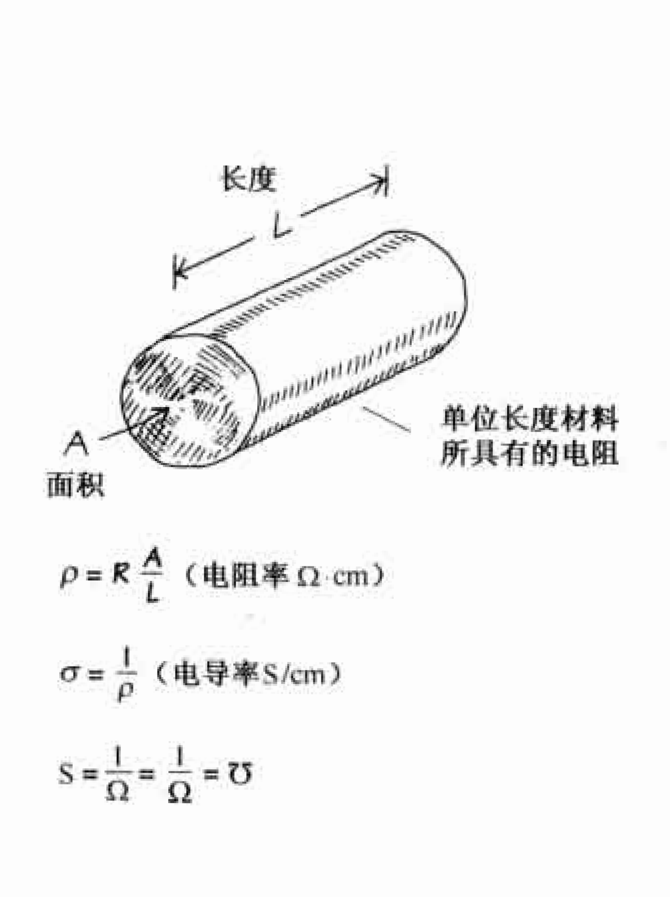


图4.1　各种半导体器件

4.1.1　什么是半导体

材料根据它们的导电能力被分类。那些容易导电的物质,如银和铜被称为导体,难以导电的物质,如橡胶、玻璃和聚四氟乙烯被称为绝缘体。还有一类物质,其导电性介于导体和绝缘体之间,这类材料被称为半导体。半导体作为一类材料,它具有中等的导电性。从技术上讲,那些电导率 σ 在 $10^{-7} \sim 10^{3}$ Ω/cm 之间的材料被称为半导体(参见图4.2)。一些半导体是纯元素结构(如硅,锗),另一些则是合金形式存在的(如镍铬合金、黄铜),还有一些是液体的。



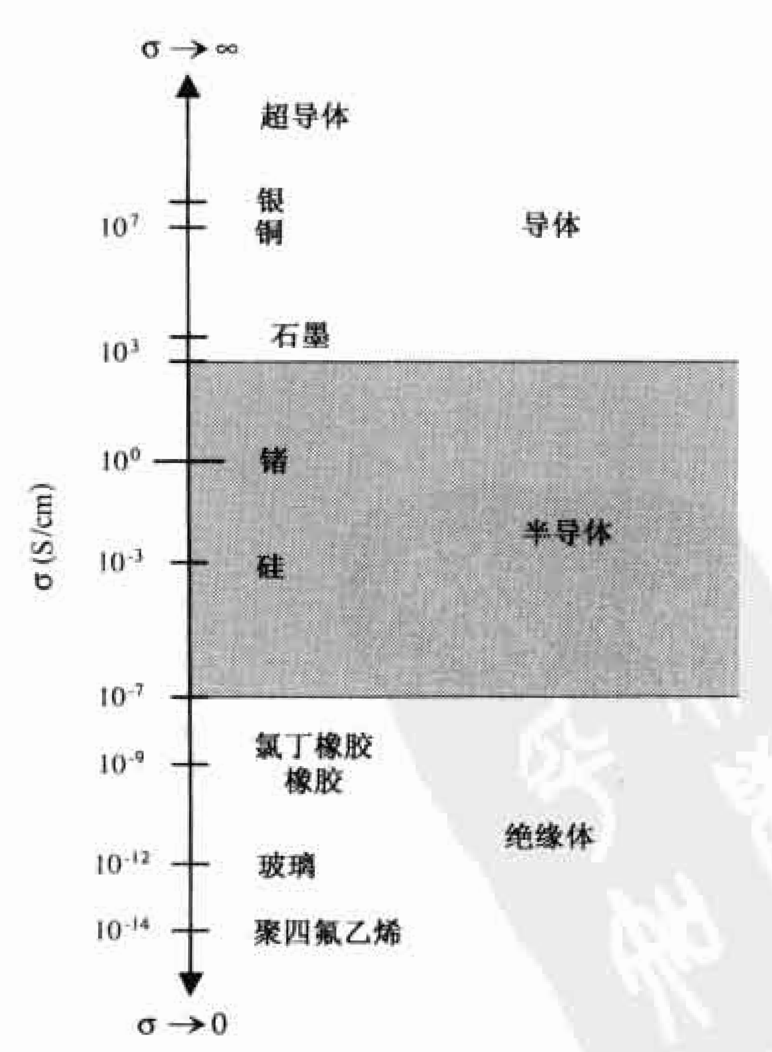


图4.2　物质的导电率

硅

在电子设备的制造中,硅是最重要的半导体(其原子结构如图4.3所示),其他材料如锗和砷有时也被用到,但它们的应用没有那么广泛。硅在纯净状态时的独特原子结构具有在电子设备制造中非常有用的重要特性。

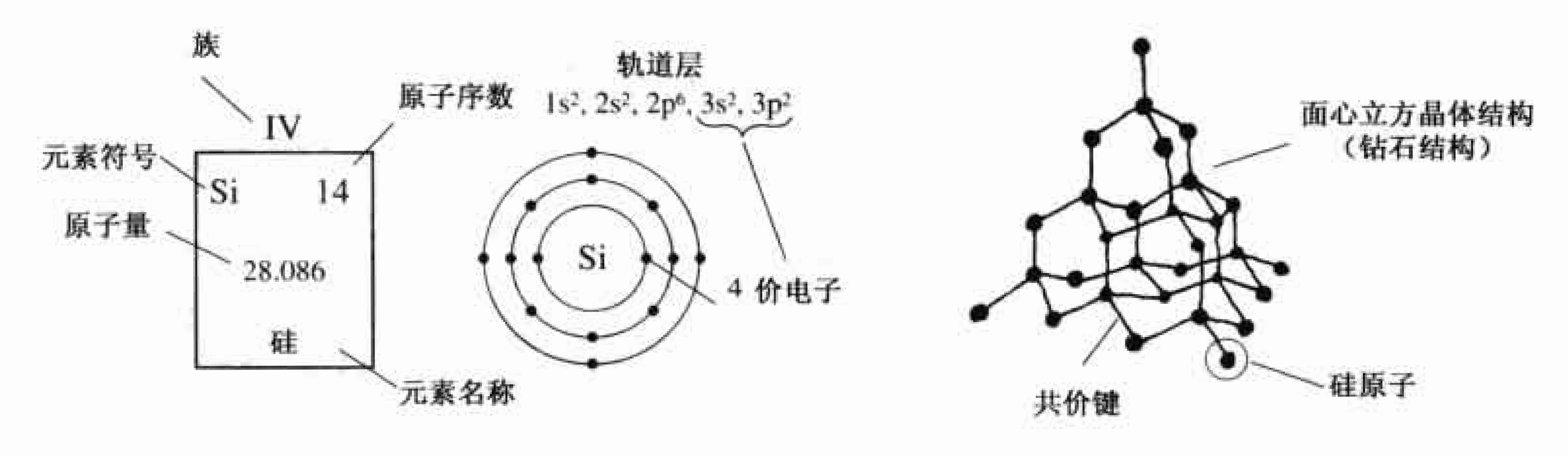


图4.3 硅元素的原子结构

硅在地壳元素含量中排第二,在火山岩成分中平均占到27%,据估计,每立方英里[①] 海水中含有15 000吨的硅。在自然环境中很难找到纯的硅晶体,在制造电子设备之前,必须把硅同它混合的其他元素分离。等到化学家和材料学家把它提纯之后,这些硅被融化并生长成一个大的晶种。这种长形的晶体然后被切成薄片,半导体器件的设计者正是用这些硅片来制造电子元件(参见图4.4)。

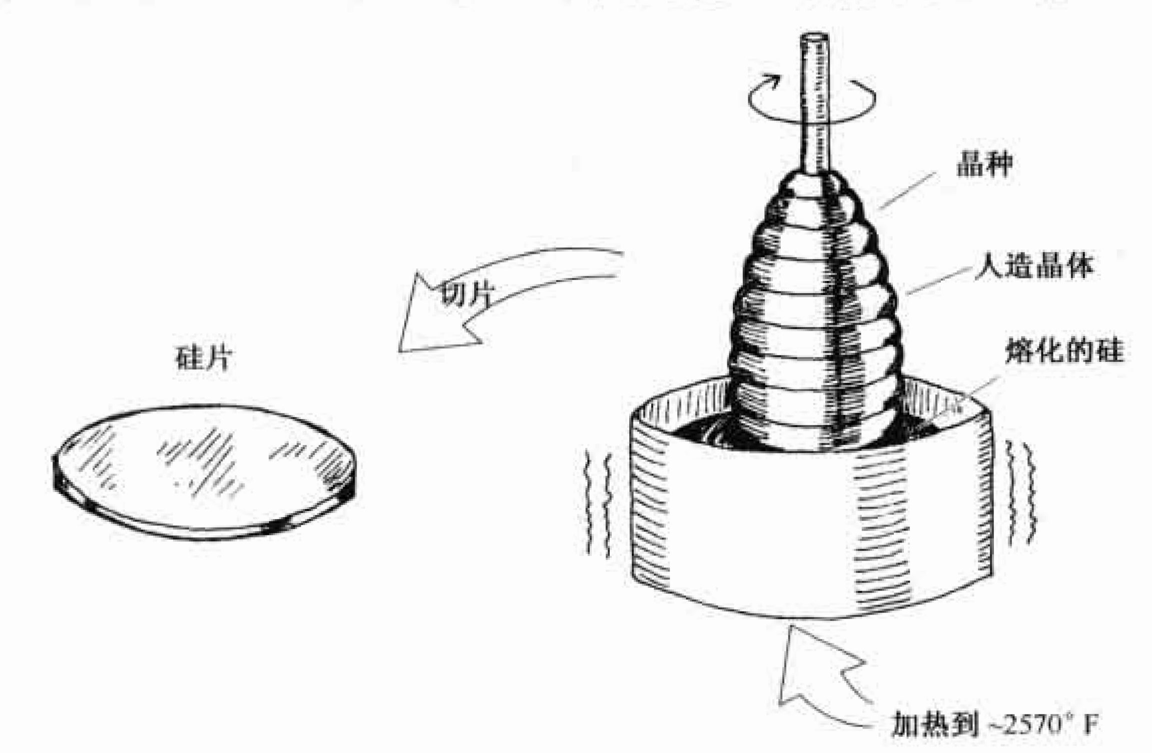


图4.4 硅片的加工

对于半导体设备的设计者来说,仅一个单独的硅片很难起作用,设计者不可能用处于纯净状态的硅片去构造一种器件。它还不具备所需要的特性。半导体器件设计者正在寻找一种能够改变导电状态的材料,它有时像导体,有时又像绝缘体。这种能改变导电状态的材料,必须能对某些任意施加的外部作用做出响应,比如外加的电压。一个单独的硅片不可能做到这些。事实上,一个纯硅片更像是绝缘体而不是导体,而且当它被施加外部作用时,没有能力改变其导电状态。今天每个设计者都应知道,一个硅片能够转化而且能和其他转化了的硅片结合起来去构造器件,当外部作用施加时这些器件能改变导电状态,这种转化过程称为掺杂。

① 1英里 = 1.609 km——编者注。

掺杂

掺杂是一个“调味”过程,是往硅片里加入一些元素使硅片对半导体器件的设计者来说变得有用。可以在掺杂过程中加入的元素有许多,如锑、砷、铝、镓等。这些元素提供了一些特殊的性质,比如频率对外加电压的响应、强度及热性能等。然而,对半导体器件的设计者来说,最基本的仍然是两个最重要的元素——硼和磷。

当硅片被掺入硼或磷时,它的导电性显著地改变了。通常情况下,一个纯硅片中没有自由电子,它所有的四个价电子都被锁在与相邻硅原子间的共价键中(参见图 4.5),由于没有自由电子,外加电压几乎无法导致电子流过硅片。

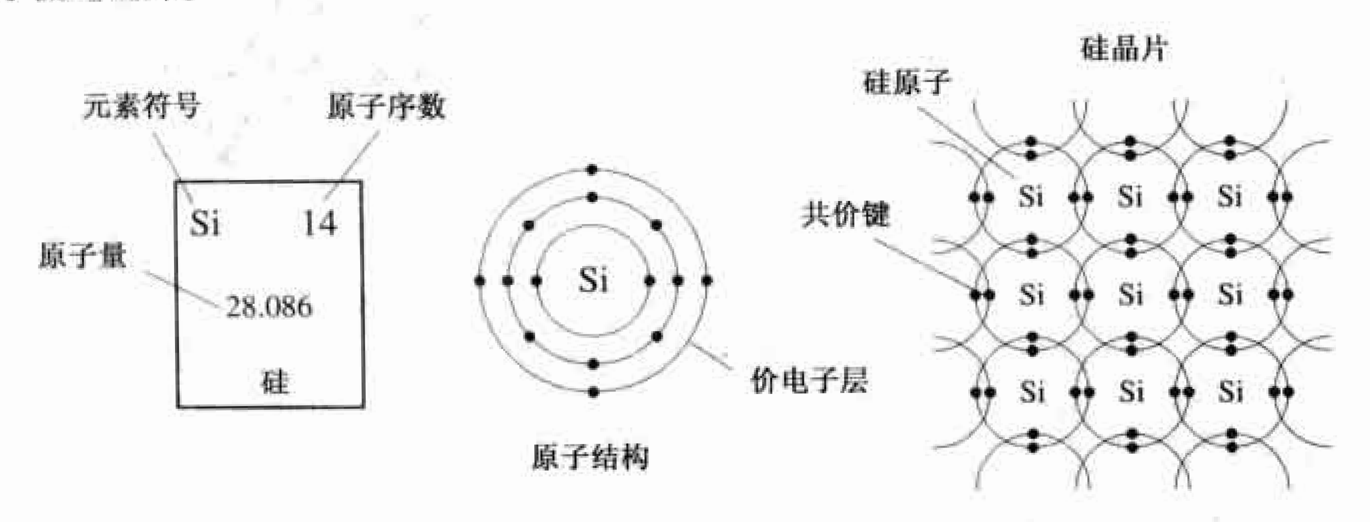


图 4.5　硅原子的价电结构

一个纯硅晶片中没有自由电子,它所有的电子都被锁在与相邻硅原子间的共价键中。

但是,如果把磷加入到硅晶片中,将发生非常有趣的现象。与硅不同,磷有五个价电子,而不是四个。其中四个价电子和相邻硅原子的四个价电子形成共价键(参见图 4.6)。然而,第五个价电子却没有“家”(结合的位置),它将宽松地飘浮在原子周围。如果一个电压施加到硅-磷混合物,这个未被束缚电子将穿过掺杂的硅片向电压的正极移动,向混合物里掺入的磷越多,产生的电流越大。掺入磷杂质的硅称为“N型硅”,或“负电荷载流子型硅”。

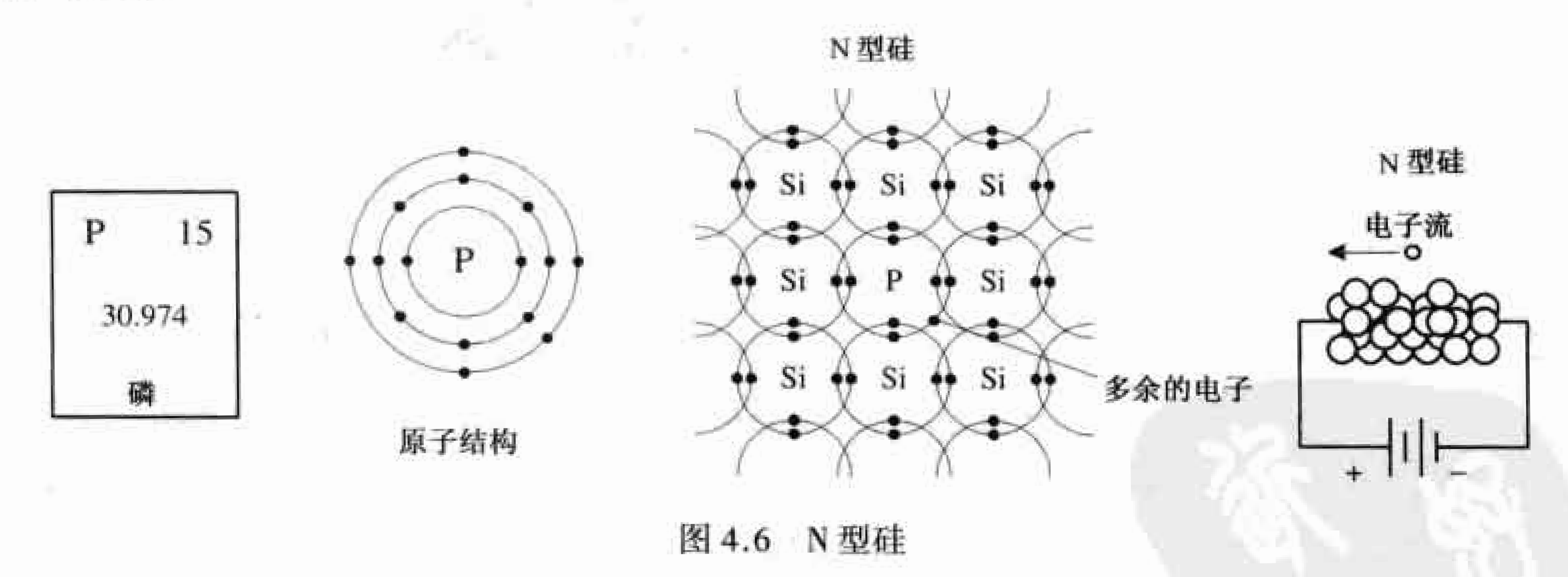


图 4.6　N 型硅

一个磷原子加入到硅晶片中提供了一个未被束缚的电子,增加了电导率。加入了磷元素的硅称为 N 型硅。

现在,如果取一片纯硅,往其中加入硼,会看到另一种导电现象。硼与硅或磷不同,仅有三个价电子,当它和硅混合到一起时,所有的三个价电子将和相邻的硅原子结合(参见图 4.7)。然而,在一个硼原子和硅原子形成的共价键中,将会出现一个空位,称为“空穴”。如果在掺杂的晶片上施加一电压,相邻的一个电子过来填充这个空位,这个“空穴”便会朝电压负极移动。这些空穴被称为正电荷载流子,尽管它们本质上不含有实际的电荷。然而,由于硅原子接受了空穴,原子核中的质子与外部轨道中的电子之间存在着电荷不平衡,所以看起来好像是每个空穴都有一个正电荷。含有一个空穴的特殊硅原子的净电荷呈正极性,

其电荷量等于一个质子的电荷量(或一个电子电荷量的负值)。被掺入硼的硅被称为"P型硅"或"正电荷载流子型硅"。

当硼加入到硅中,形成了一个空穴。这个空穴就像一个正电荷,它增加了电导率。加入了硼元素的硅称为P型硅)。

正如我们所看到的,无论是N型硅还是P型硅都具有导电的能力,N型硅是通过多余的不受束缚的电子导电,而P型硅是通过空穴导电。

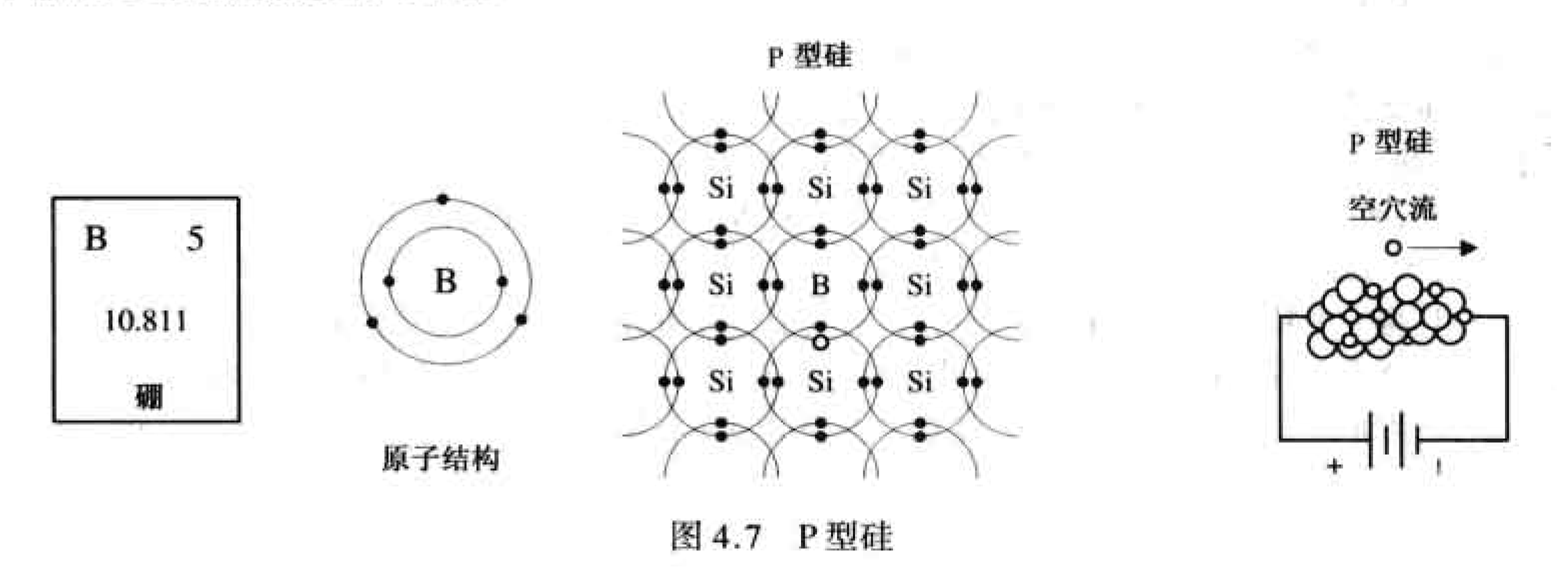


图4.7 P型硅

为避免混淆的注解

不同于硅原子有四个价电子,硼原子只有三个。这意味着整个晶格结构中几乎没有自由电子,然而,这并不意味着P型硅半导体整体呈正极性。缺少的电子和在硼原子核中缺少的质子相平衡。同样的解释也可用于N型硅,不同的是半导体中的多余电子和磷原子核中的多余质子相平衡。

为避免混淆的另一个注解(电荷载流子)

一个空穴流动意味着什么?我的意思是,一个空穴是什么也没有,对吗?什么也没有怎么流动?好,这或许被误导了,但是当你听到"空穴流"或者"P型硅中的正电荷载流子流"时电子确实是在流动。也许会问,这和N型硅中的电子流不一样吗?不,想象一下把一个密封的水瓶倾斜并颠倒,然后再正过来(参见图4.8)。瓶中的气泡会朝水流的反方向移动。在气泡移动的过程中,是水让开了位置。在这个模拟中,水代表了P型硅中的电子,而气泡代表空穴。当电压加到P型硅半导体两端时,硼原子周围的电子都受到力趋向于正极性端子方向。这就是戏剧性的地方,硼原子周围的空穴趋向于负极性端子方向,这个空穴正等着相邻原子的一个电子去填充它,部分原因是那里的能量结构较低。一旦来自于相邻硅原子的一个电子填充了硼原子价电子层的空穴,那个硅原子的价电子层就会产生一个空穴。这个硅原子中的电子也趋向于正极端子方向,新产生的空穴也趋向于负极性端子方向。下一个硅原子将释放它的一个电子,电子填充入空穴,空穴再次移动——这个过程一直进行,因此,看上去好像空穴在P型硅半导体中连续地流动。

为避免混淆的最后一个注解

最后,为什么一个空穴被称为一个正电荷载流子?"什么都没有"怎样运载一个正电荷?好,这里所发生的是:一个空穴,当它通过以硅为主体的晶体时,便引起在晶体中所遇到的硅原子周围电场强度的显著改变。当电子脱离了它的轨道时,便形成了一个新空穴,这个硅原子将失去一个电子,因此,硅原子核中的正电荷将显现出来(其中一个质子没有被平衡掉)。空穴的正电荷载流子特征正是由原子核中质子的正电荷产生的等效正电荷形成的。

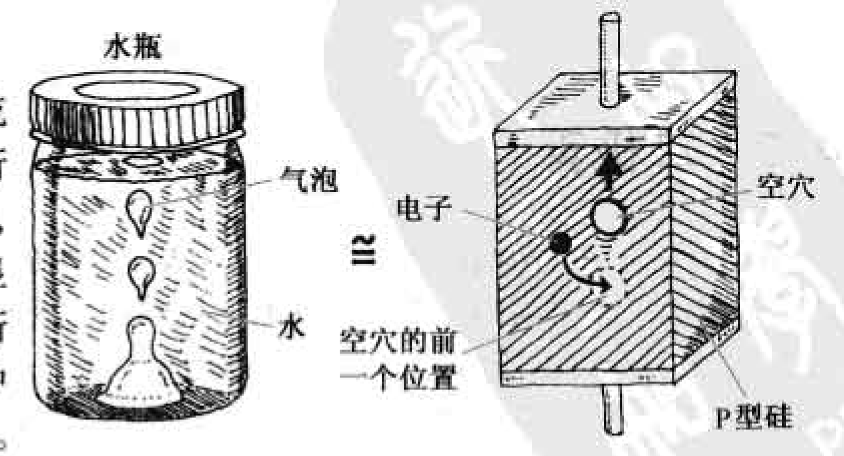


图4.8 空穴与气泡的类比

4.1.2 硅的应用

你或许会问自己,为什么这两种新型硅(N型硅和P型硅)如此有用并且有趣呢?对半导体器件的设计者来说它们有什么好处?它们为什么会让人们如此吃惊?这些掺杂的硅晶体现在是导体,对吗?是的,我们现在有了两个新的导体,但是这两个新的导体用两种独特的方式传导电流,一个通过空穴导电,另一个通过电子导电。这是非常重要的。

在设计电子器件如二极管、三极管和太阳能电池的时候,N型硅和P型硅的导电方式(电子流和空穴流)是非常重要的。一些聪明的人想出各种方法去排列N型硅和P型硅的层次、接头和引线等,使外部电压或电流加到这些结构上时,将会产生独特的有用特性。这些独特的性质由N型硅和P型硅半导体中的电子流和空穴流的相互影响而产生的。利用这些新的N型硅和P型硅装置,设计者开始构造一种通过外加电压和电流可以控制电流通道单方向开和关的"门"。人们指出,当一片N型硅和一片P型半导体被放在一起,并且将一个特定电压加在板层的两边,当电子跳过两板层内表面的连接面时,就会产生光或光子。人们注意到:这个过程反过来也成立。也就是说,当光照射到PN结上时,会使电子流动形成电流。许多器件就是由N型和P型半导体的结合而产生的。下面的章节将描述一些主要的器件(参见图4.9)。

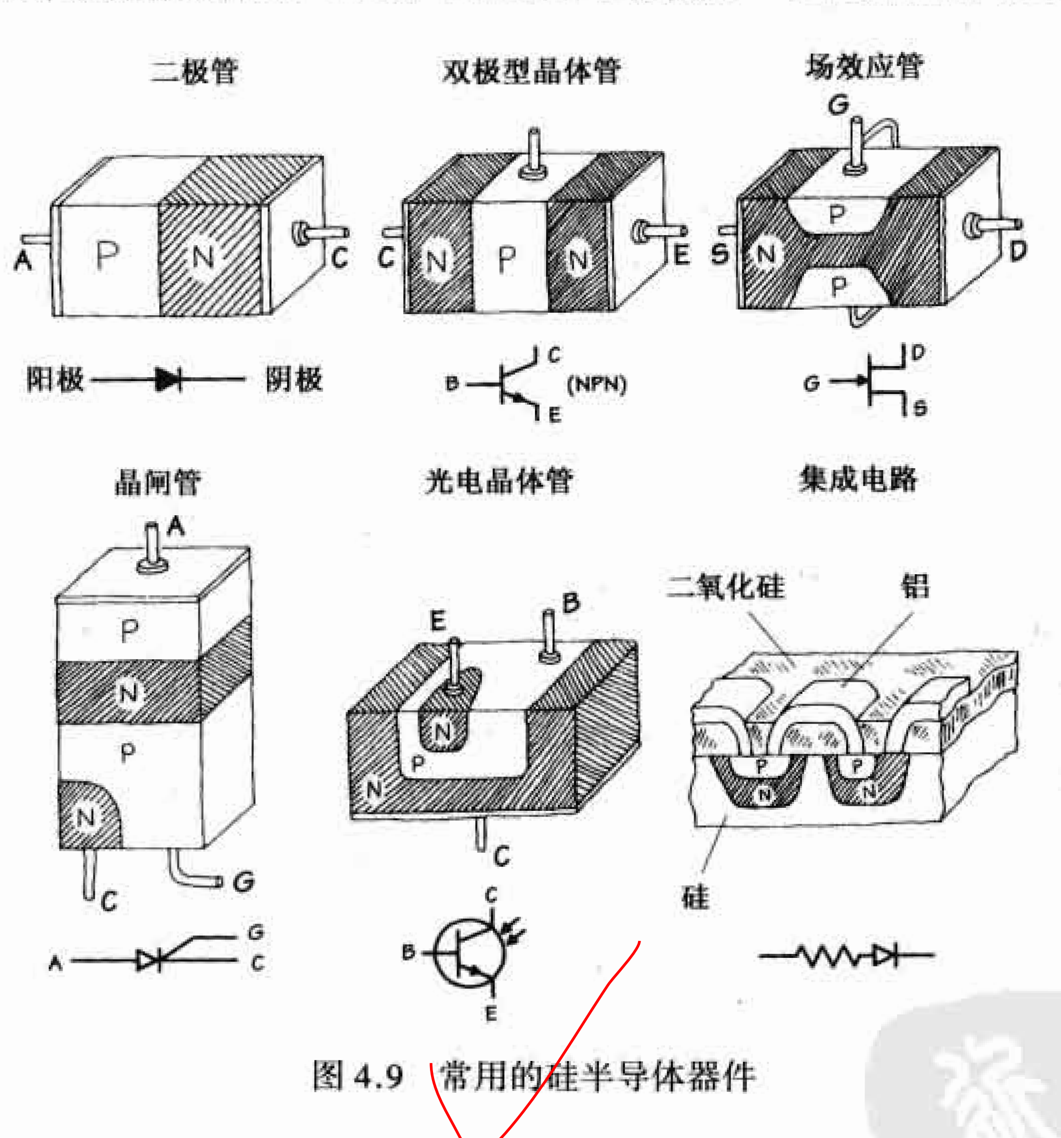


图4.9 常用的硅半导体器件

4.2 二极管

二极管是一个两端的半导体器件(其表示符号如图4.10所示),它的作用就像是电流的一个单向门。当二极管的阳极相对于阴极的电压为正时,称为正向偏置,二极管允许电流通过。然而,当极性相反时(二极管的阳极相对于阴极的电压为负时),称为反向偏置,二极管不允许电流通过。

阳极 阴极

图4.10 二极管的表示符号

二极管经常用在把交流电压和电流转换成直流电压和电流的电路中(例如,AC/DC电源)。二极管也常用于电压的倍增电路,电压平移电路,限压电路和稳压电路中。

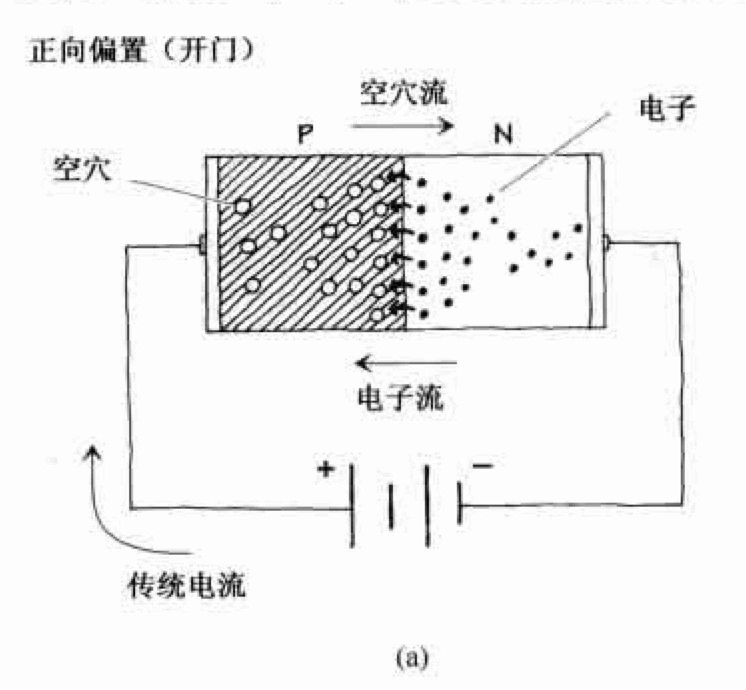
4.2.1 PN结二极管是如何工作的

一个PN结二极管(整流二极管)是把N型硅和P型硅夹在一起构成的。事实上,制造者先生成N型硅晶体,然后把它突然变成P型晶体,用玻璃或塑料将结合的晶体封装,N型一侧成为阴极,P型一侧成为阳极。

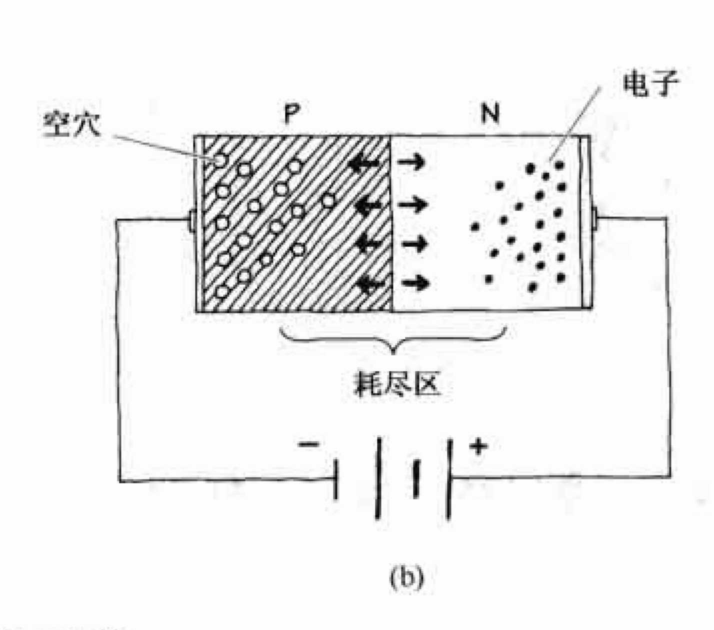
用这些结合在一起的硅片制造单向门的原理是当外电压加到器件上时,使N型硅和P型硅中的电荷载流子相互作用,电流只能单方向流动。N型硅和P型硅都导电,前者利用电子导电,后者利用空穴导电。现在注意,使二极管正常工作的非常重要的特性(类似一个单向门)是两种类型的载流子相互作用的方式,以及它们在两端外加电压所产生的电场下怎样相互作用。下面的解释将描述载流子如何相互作用,如何受电场作用从而形成电控的单向门。

当一个二极管如图4.11(a)所示连接到一个电池,N型侧的电子和P型侧的空穴都被由电池提供的电场推向中间(PN结)。电子与空穴结合,电流通过二极管。当一个二极管这样连接,我们说它被正向偏置。

当一个二极管如图4.11(b)所示连接到一个电池,P型侧的空穴被向左推,N型侧的电子被向右推。这导致在PN结附近出现了一个没有载流子的空区域,称为耗尽区。这个耗尽区具有绝缘特性,它阻碍电流通过二极管。当一个二极管这样连接,我们说它被反向偏置。



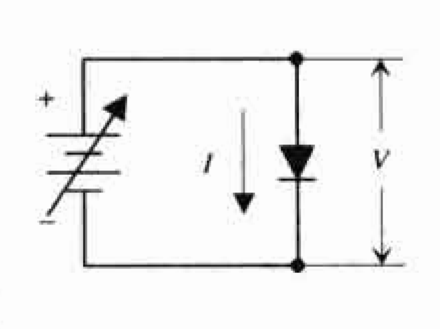
(a)



(b)

图4.11 PN结的导电过程

二极管的单向导电性并不总是满足的,也就是说,当它被加上正向偏压时,它需要一个最小的电压才能导通。对于典型的硅二极管来说,至少需要0.6 V的电压,否则,二极管将不导通。需要一个特定电压才能导通的这个特性看起来像是一个缺点,但事实上这个特性在二极管作为电压敏感开关时非常有用。锗二极管与硅二极管不同,通常只要求一个至少是0.2 V的正向偏压使其导通。图4.12描述了硅二极管和锗二极管的电压电流关系。



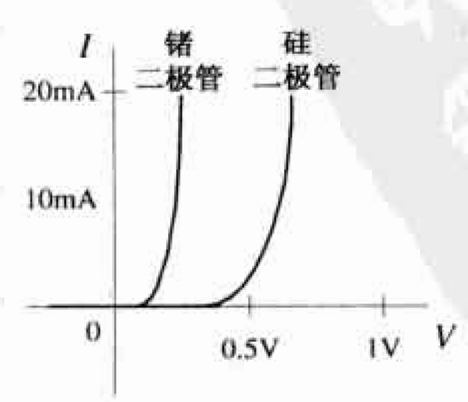


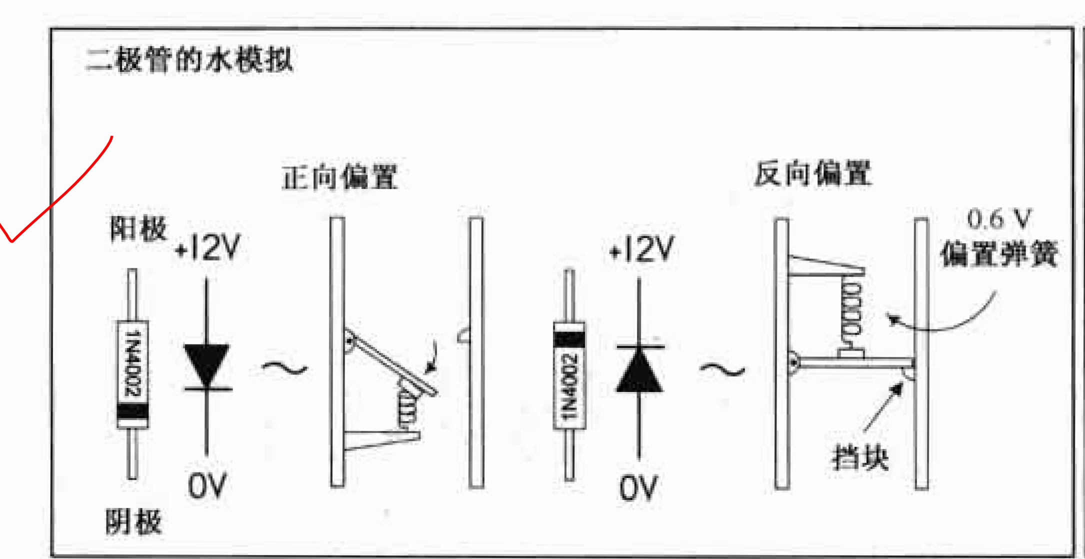
图4.12 二极管的电压电流关系

除了正向偏压不同外，硅二极管和锗二极管的另一个基本的不同处是它们散热能力。硅二极管的散热能力比锗二极管的散热能力要强。当锗二极管发热温度超过 85℃时，热振动将影响晶体的物理结构，二极管变得不可靠。当温度大于 85℃时，锗二极管将失效。

4.2.2　二极管的水模拟

一个二极管(或整流器)对电流就像是一个单向阀门，它的水模拟如图 4.13 所示。当二极管两端的正向电压 V_F 高于 PN 结的阈值电压，电流沿箭头所指方向，从阳极(+)向阴极(-)流动。根据通常的经验，硅 PN 结二极管的阈值电压约为 0.6 V，锗二极管为 0.2 V，肖特基二极管为 0.4 V，然而，不要把这些规律看得太严格，实际的二极管，其阈值电压要高一些。比如，PN 结二极管的阈值电压可能在 0.6～1.7 V 间，锗管的在 0.2～0.4 V 间，肖特基二极管在 0.15～0.9 V 间。

提到极限值，应避免加到二极管的正向电流 I_F 超出它的最大电流 $I_{O(max)}$，否则将会使内部的 PN 结烧坏。同样，应避免加到二极管的反向电压 V_R 超过它的反向击穿电压 PIV，否则同样会使二极管损坏，参见图 4.13。



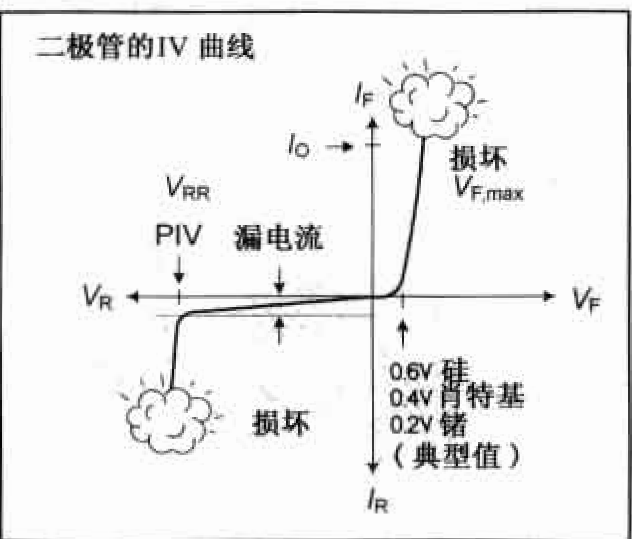


图 4.13　二极管的水模拟及伏安特性

4.2.3　整流器/二极管的种类

二极管有多种类型。每一种设计都为了使二极管在一种应用中或另一种应用中工作得更好。如应用于大功率(开关、电源等)场合的二极管，可以通过大电流或者对高电压整流，称为整流二极管。换句话说，二极管的名称表明它的用途，例如检波二极管、开关二极管、快速恢复二极管或者高速二极管被设计为内部电容很低的二极管(它们储存较小的电荷量但面对大电流时通常比较脆弱)。在高速工作时，这些二极管将减小 RC 开关时间常数，这意味着较小的延时和信号损失。

与硅 PN 结相比，由于特殊的金属半导体接触面，肖特基二极管具有极低的结电容和更快的开关速度(10 ns)。它同时也具有较低的结电压阈值——可低至 0.15 V，但通常稍大一些(平均约为 0.4 V)。这两种特性使它可以检测普通的 PN 结二极管无法检测的低电压高频率信号(一个具有 0.3 V 电压阈值的肖特基二极管可以通过高于 0.3 V 的信号，但具有 0.7 V 电压阈值的普通 PN 结二极管则只能通过大于 0.7 V 的信号)。由于这个原因，肖特基二极管普遍应用于 RF 电路中的低压信号检波器，无线通信中的信号开关，小型直流/直流转换器，小型低压电源，保护电路和电压箝位装置中。由于肖特基二极管产生的热量较少，在设计中需要的散热器较小，它的大电流密度和低压降使它大量应用在电源装置中。因此，在产品目录中你会发现肖特基整流管和肖特基高速开关管。

关于锗二极管，由于它们只有约 0.2 V 的小电压阈值，通常用在 RF 信号检测和低电压电平的逻辑电路中。由于它们的脆弱性，以及当温度增加时漏电流比硅二极管更大，在大电流的整流装置中你见不到它们。在许多的应用中，一个好的肖特基二极管可以代替锗二极管。

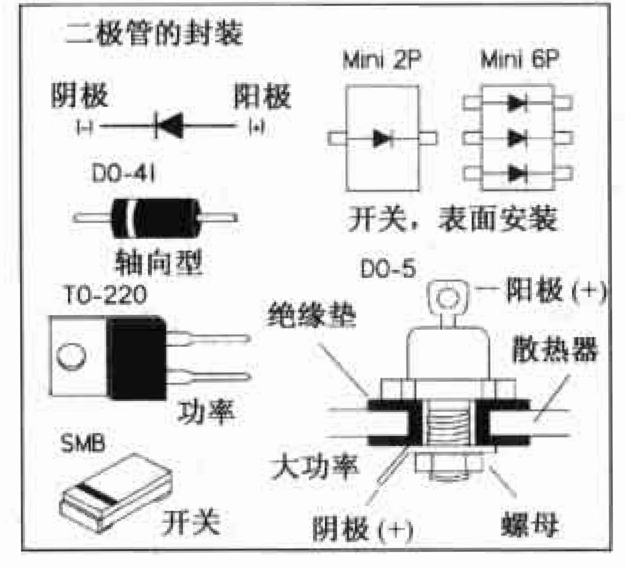
4.2.4 实际应用时应考虑的因素

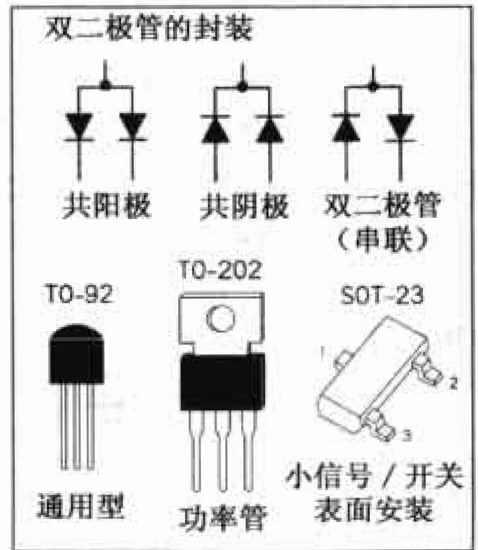
当选择一个二极管时需要考虑5个参数(参见表4.1):反向峰值电压PIV;最大整流电流 $I_{O(max)}$,响应速度 t_R(二极管导通和关断所用的时间),反向漏电流 $I_{R(max)}$,最大正向电压降 $V_{F(max)}$。在二极管的制造过程中,这些特性都应加以考虑,以便生产出各种特殊用途的二极管。在整流应用中(例如电源,瞬态保护),二极管最重要的参数是PIV和电流的额定值。被二极管所阻断的最大反向电压应低于PIV,通过二极管的最大电流必须小于 $I_{O(max)}$,在快速和低压的应用中,t_R 和 V_F 成为重要的特性应该加以考虑,在以下的应用部分,将会更好地理解这些参数的具体意义。

表4.1 通用二极管的选择

器件	类型	反向峰值电压 PIV(V)	最大整流电流 $I_{O(MAX)}$	最大反向电流 $I_{R(MAX)}$	脉冲峰值电流 I_{FSM}	最大压降 V_F(V)
1N34A	信号(检波)	60	8.5 mA	15 μA		1.0
1N67A	信号(检波)	100	4.0 mA	5 μA		1.0
1N191	信号(检波)	90	5.0 mA			1.0
1N914	高速开关	90	75 mA	25 nA		0.8
1N4148	信号(检波)	75	10 mA	25 nA	450 mA	1.0
1N4445	信号(检波)	100	100 mA	50 nA		1.0
1N4001	整流	50	1 A	0.03 mA	30 A	1.1
1N4002	整流	100	1 A	0.03 mA	30 A	1.1
1N4003	整流	200	1 A	0.03 mA	30 A	1.1
1N4004	整流	400	1 A	0.03 mA	30 A	1.1
1N4007	整流	1000	1 A	0.03 mA	30 A	1.1
1N5002	整流	200	3 A	500 μA	200 A	
1N5006	整流	600	3 A	500 μA	200 A	
1N5008	整流	1000	3 A	500 μA	200 A	
1N5817	肖特基	20	1 A	1 mA	25 A	0.75
1N5818	肖特基	30	1 A		25 A	
1N5819	肖特基	40	1 A		25 A	0.90
1N5822	肖特基	40	3 A			
1N6263	肖特基	70	15 mA		50 mA	0.41
5052 ~ 2823	肖特基	8	1 mA	100 nA	10 mA	0.34

二极管有多种不同封装(参见图4.14),一些是二引脚的,一些是带有配件的大功率封装,一些是带有散热片封装(例如:TO-220,DO-5),一些是贴片封装,另一些用于开关应用中二极管组以IC的形式封装。双二极管和二极管桥式整流器,不同的功率水平同样也有不同的封装和尺寸。





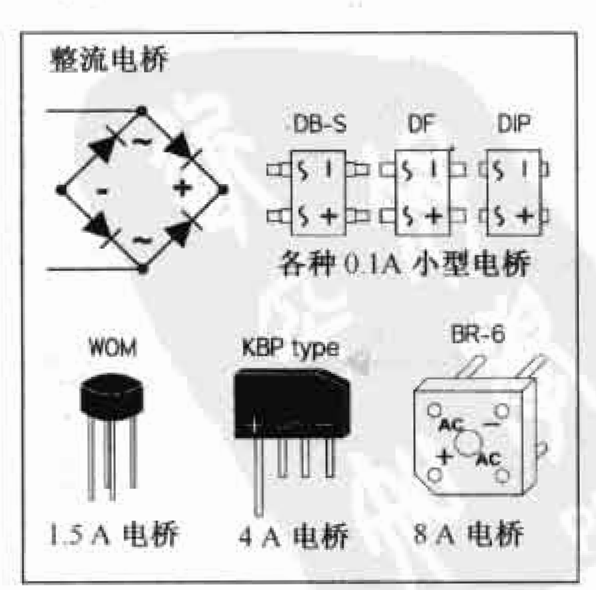


图4.14 普通二极管/整流器的封装

4.2.5　二极管/整流器应用

当电流通过一个二极管时,对于一个硅 PN 结二极管在其两端会产生有一个约 0.6 V 的电压降(锗二极管的压降约为 0.2 V,肖特基二极管约为 0.4 V,这些值都很小,适用于特殊二极管应用)。当把多个二极管串联在一起时,总的电压降等于各个二极管上的电压降之和(参见图 4.15)。降压电路通常应用在当一个电路的两部分需要一个固定的小电压差时。与采用电阻来降低电压不同,二极管发热消耗的能量没有电阻大,而且能提供几乎不随电流变化而变化的固定电压,在本章后面,将会看到用一个齐纳二极管可以代替多个二极管。

图 4.16 所示的电路是上一个电路的变形,用三个二极管组成一个简单的低电压稳压器,它的输出电压等于二极管的电压阈值之和:0.6 V + 0.6 V + 0.6 V = 1.8 V。串联电阻用来调节所需要输出电流(I),其值为:

$$R_S = \frac{V_{in} - V_{out}}{I}$$

根据通过的电流值,二极管和串联电阻必须有合适的功率额定值($P = IV$)。注意,对于大功率的电压源,应该采用一个稳压二极管稳压器,或者更一般地使用一个特定的集成稳压器。

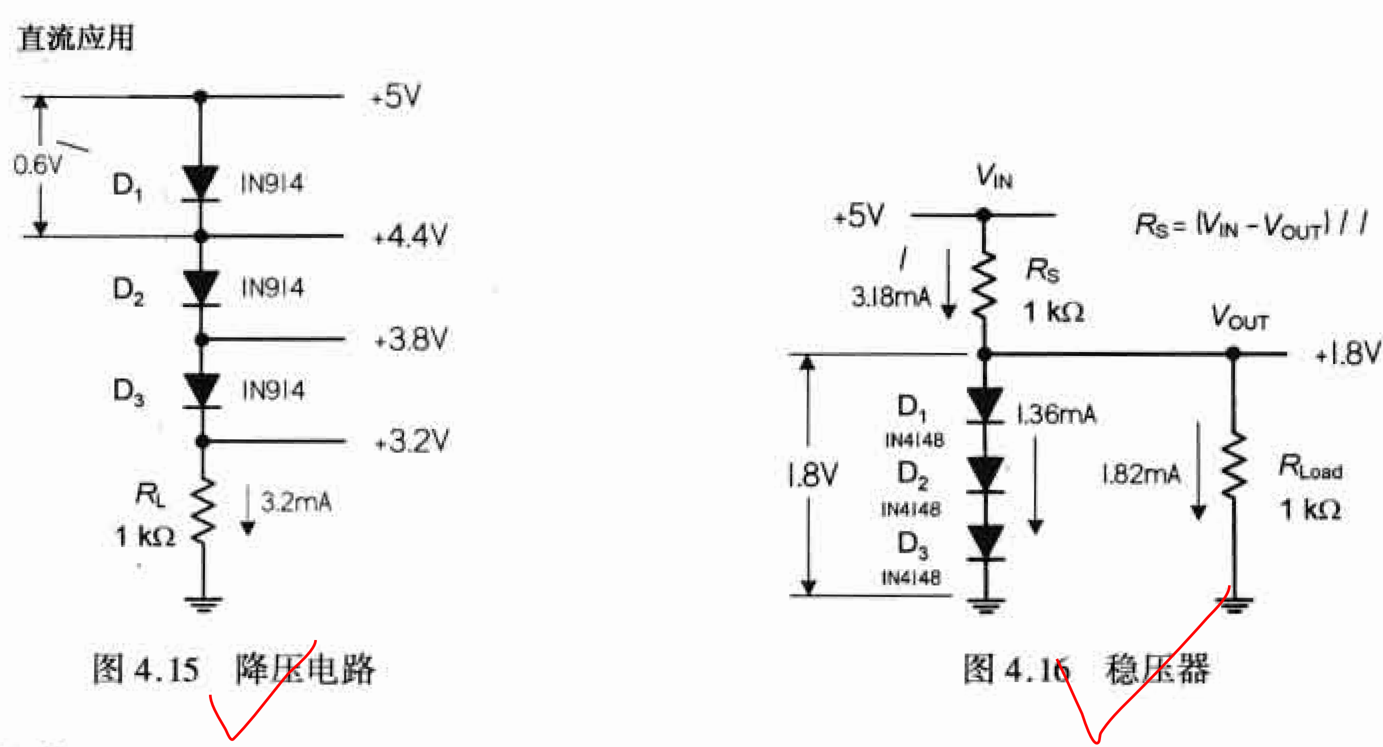


图 4.15　降压电路　　　　图 4.16　稳压器

反向极性保护

电池装反或者电源极性接反对于便携式设备来说是非常致命的,最好的方法是用一机械块去防止反向安装,然而,甚至摸索时造成的瞬间接触都会出问题。对于使用单个或多个电池的应用(使用 AA 碱性电池,镍镉电池和镍氢电池)尤其如此。对于这些系统,必须确保任何情况下反向电流足够小以避免破坏电路或电池组。

串联二极管[参见图 4.17(a)]:这是最简单的电池反接保护。它也可以用于外接电源的插头插孔[参见图 4.17(b)]。这个二极管允许电流从正确安装的电池流向负载,但是阻止电流从装反了的电池流出。串联二极管的缺点是二极管必须通过全部负载电流,而且,二极管的正向压降切掉了大约 0.6 V 电压,减少了仪器的工作时间。具有低阈值的肖特基二极管要好一些。参看 4.2 节末尾练习 1 的另一种反极性保护电路。

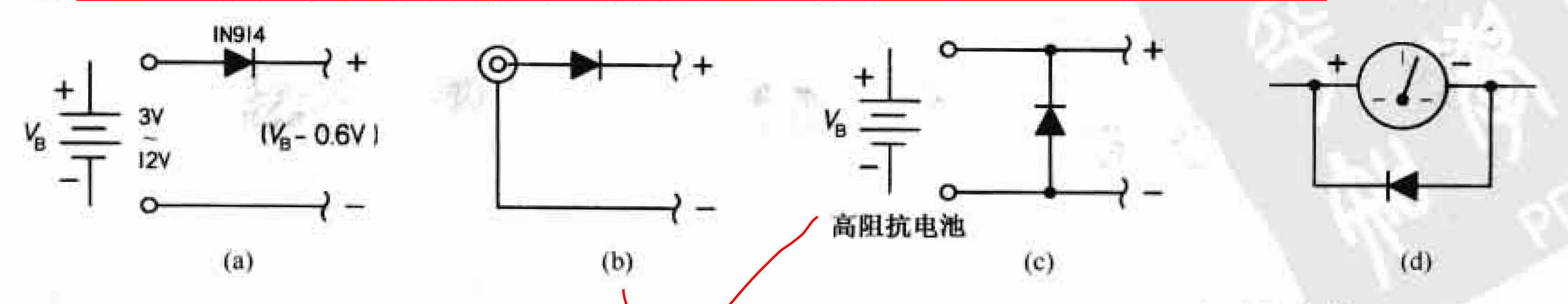


图 4.17　(a) 串联二极管;(b) 外电源接头;(c) 并联(旁路)二极管;(d) 表头的保护

并联二极管[参见图4.17(c)]:在这种应用中要求是碱性电池或其他具有高输出阻抗的电池组,当消除了二极管的压降,就可以用一个并联(旁路)的二极管在电池反接时保护设备。这种方法可以保护负载但是会从反向安装的电池组中获取很大的电流。二极管必须有合适的电流和功率容量。并联二极管的另一个应用是当一个大电流从仪表的负端子流进时对表头进行保护[参见图4.17(d)]。

说明:在更复杂的电池-电源的设计中,特殊的集成电路或晶体管装置用来提供基本上是零电压降的保护。而且提供许多其他的性能:比如反极性保护,热保护,电压检测等。

用续流二极管抑制瞬态

当流经一个电感的电流被突然关断时,突然消失的磁场将会在电感线圈上产生一个高电压脉冲,这个电压脉冲或瞬态的幅值可能会有几百伏甚至几千伏。这在继电器线圈中尤为常见。一个二极管(用于这种目地的二极管称为续流二极管)并接在继电器的线圈两端,可以给高压脉冲提供一个短路通道以保护相邻的电路[参见图4.18(a)]。由于在感应脉冲出现时触头会快速闭合而受到强烈冲击,所以它也保护了继电器的机械触头。然而,在继电器通电期间二极管是不起作用的。续流二极管可选择一个具有足够功率容量的整流器二极管(1N4001,1N4002,等),选择肖特基二极管(例如1N5818)也可以。

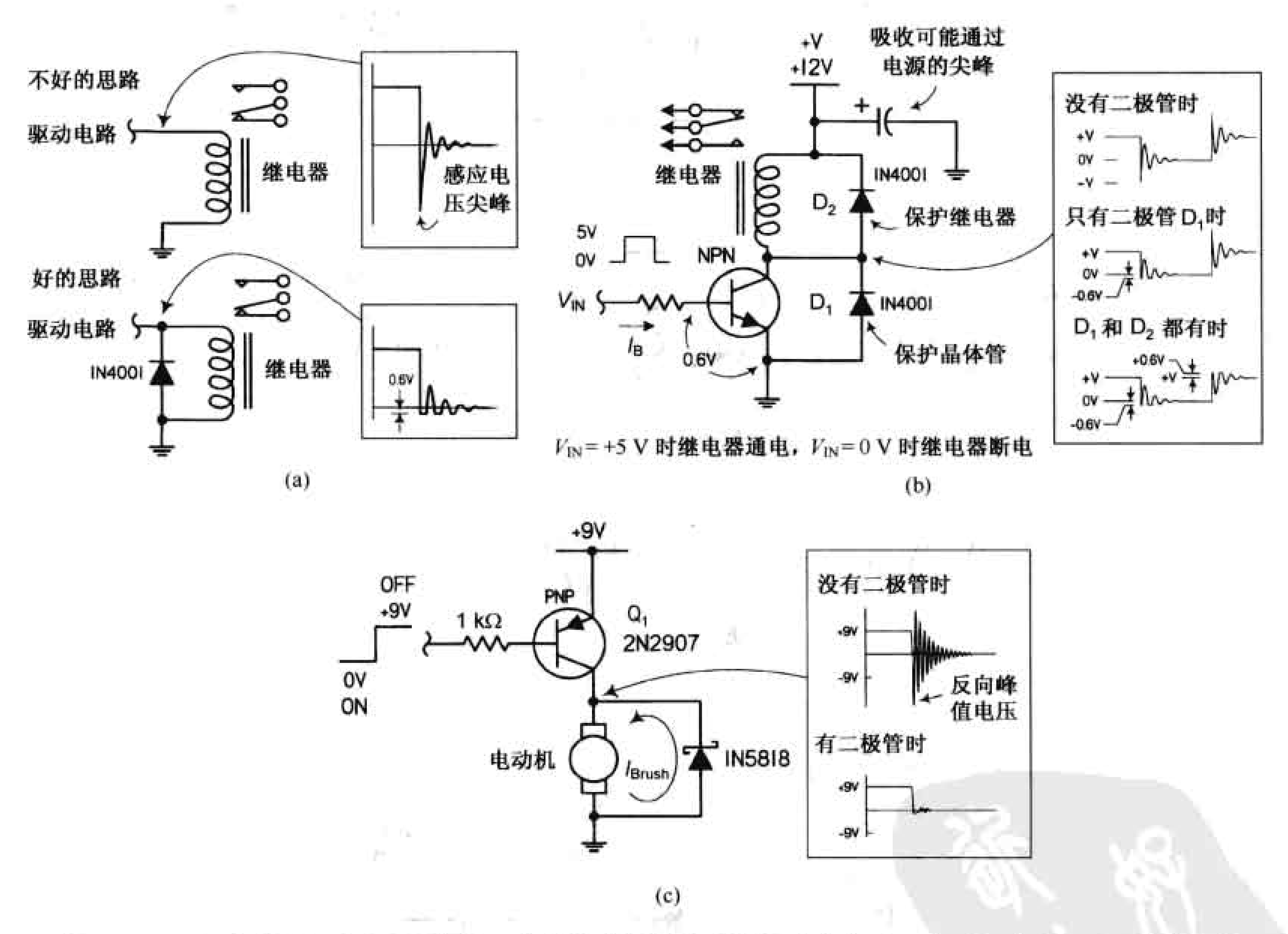


图4.18 (a)瞬态保护;(b)具有保护二极管的晶体管继电器驱动电路;(c)电动机感应电压反冲的保护

图4.18(b)所示电路是继电器驱动的一个更实用的例子,通过在驱动晶体管两端额外增加一个二极管以保护晶体管,避免晶体管在关断时继电器线圈上产生的感应脉冲的冲击下而损坏。这个设计也消除了在晶体管接通时所产生的脉冲。这种双二极管的结构有时也用在稳电压电路中,一个二极管接在输出和输入之间,而另一个接在地和输出之间,这将防止任何负载向IC输出端回送的破坏性脉冲。

图4.18(c)所示电路是另外一个关于电动机感应电压反冲的例子,当一个正在运行的电动机突然断电时会产生一个瞬态电压,有可能损坏与其相连接的电子设备(在这个例子中为一个2N2907晶体管)。这个二极管将电动机端子上的感应电压短路。这里采用一个1N5818肖特基二极管,当然也可以采用其他种类

的 PN 结二极管。肖特基二极管反应快一些，而且可以将瞬态电压箝位在更低一点的电压——大约0.4 V 左右。

注意：一些器件比如瞬态抑制二极管和压敏电阻是专门设计用以消除暂态的，参见本章后面的暂态抑制部分。

二极管箝位

二极管箝位用来箝制信号电平，或者它可以把一个交流电波形上移或下移以形成所谓的脉动直流波形——它不会穿越 0 V 参考电压。

在可调波形箝位电路中[参见图 4.19(a)]，最大输出量被箝位的程度取决于分压器的电阻。电路的设计思路是将二极管负端的电压设置为比所要求的最大输出电压高 0.6 V(考虑到二极管的正向压降)。这就是分压器的作用，+ V 可以等于或大于输入的峰值电压。

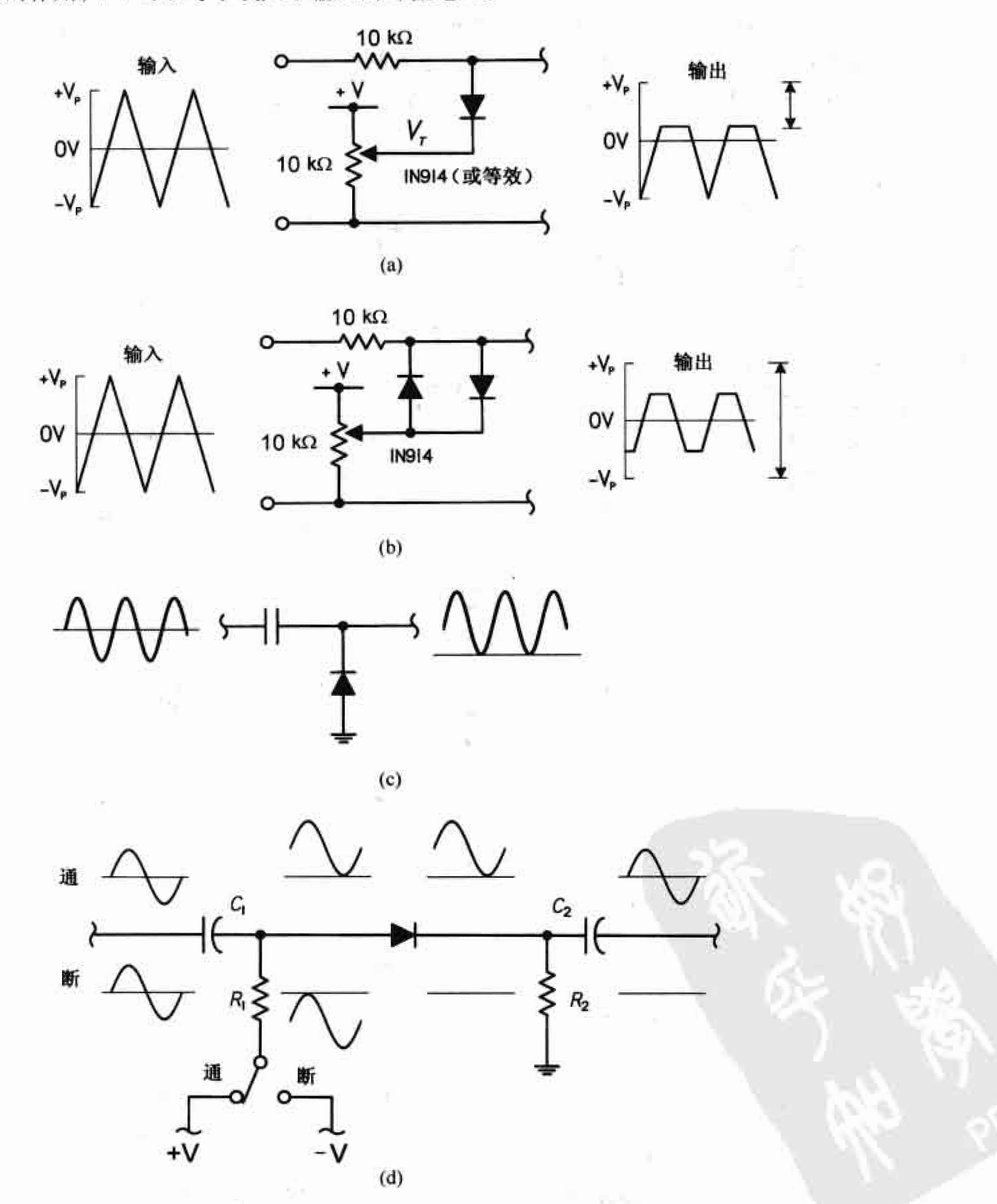


图 4.19 (a) 可调节波形的箝制器；(b) 可调节的衰减器；(c) 二极管电压箝位(直流恢复)；(d) 二极管开关

可调节衰减器[参见图4.19(b)]类似于上一个电路,但是增加了一个反向的二极管使电路在信号波形的正向和负向都能箝位。如果想分别控制正向和负向的箝位电平,可以分别使用分压器。+V可以等于或大于输入的峰值电压。

二极管电压箝位[参见图4.19(c)]为通过交流耦合(阻容耦合)的信号提供了直流恢复。从电路的输入看为一个二极管(例如发射极接地的一个晶体管)是非常重要的。否则,交流耦合信号将会消失。

在二极管开关电路中[参见图4.19(d)],一个输入波形在输入端通过 C_1 耦合到二极管,在输出端通过 C_2 耦合。R_2 提供了一个电压参考基础。当开关拨向ON的时候,正的直流电压叠加到信号上,二极管正向偏置允许信号通过。当开关拨向OFF的时候,负的直流电压叠加到信号上,二极管反向偏置且不允许信号通过。

整流电路

半波整流器[参见图4.20(a)]:通过阻塞波形的负半周把交流信号转换为脉动直流信号。一个滤波器通常被加在整流器的输出端(特别是在低频应用中),用以使输出脉冲平滑,并提供一个更高的直流平均电压。当二极管不导通时,其必须承受的最大反向电压(PIV)随着负载变化而变化,并且必须大于交流电压的峰值(1.4 V_{rms})。当其带有滤波电容而且负载电流很小或没有电流时,最大反向电压可以达到2.8 V_{rms}(电容电压减去负半周时变压器副边的电压峰值)。

中心抽头全波整流器[参见图4.20(b)]:这种常用电路是由两个半波整流器组成,它把一个交流波形的两个半周都转变为脉动直流信号。在设计电源时,仅需要两个二极管,提供一个带中心抽头变压器。输出电压的平均值为变压器副边一半电压有效值 V_{rms} 的0.9倍,这是利用一个合适的扼流圈输入滤波器所获得的最大电压。利用电容输入滤波器所获得的最大电压为变压器副边一半电压有效值 V_{rms} 的1.4倍。每个二极管上的最大反向电压和输出端负载的类型无关。这是因为当二极管A导电而二极管B不导电时出现最大反向电压,当二极管A和B的阴极电压达到正的波峰(1.4 V_{rms}),二极管B的阳极正处于负的波峰,同样也为1.4 V_{rms},但是极性相反。因此,总的最大反向电压为2.8 V_{rms}。输出脉冲的频率是半波整流器的两倍,因此需要滤除的部分相对较少。既然二极管轮流工作,每个二极管通过负载电流的一半。每个整流管的电流额定值只需是电源输出总电流的一半。

全波桥式整流器[参见图4.20(c)]:这种整流器与前面的全波整流器的输出相类似,但不需要中心抽头变压器。为了理解器件如何工作,考察一下流经二极管单向电流。从零至最大的输入电压与零到最大的输出电压之间,将至少有1.2 V的压降(每个半周中在两个二极管上有两个0.6 V的压降)。输出到电阻性负载或扼流圈输入滤波器的直流电压平均值为变压器副边电压有效值 V_{rms} 的0.9倍;而输出到电容滤波器和一个照明负载时,最大输出电压为1.4 V_{rms}。每个二极管两端的反向电压为1.4 V_{rms};每个二极管的反向峰值电压应大于1.4 V_{rms}。

在后面的内容中将看到各种正向和反向整流器的结构。

倍压电路

半波倍压[参见图4.21(a)]:采用交流输入电压,而输出直流电压几乎等于输入电压峰值的两倍(或者2.8倍于输入信号的RMS电压)(由于电容,电阻和负载的大小不同,实际的系数可能稍有不同)。在此电路中,我们把变压器的次级电压作为 V_{IN}。在第一个负半周期,D_A 导通,将 C_1 充电达到 V_{IN} 的最大整流电压或 $1.4V_{IN}$(RMS)。在变压器次级电压的正半周,D_A 关断,D_B 导通,电容 C_2 充电。C_2 上的电压为变压器副边的峰值电压 V_{IN}(峰值)加上 C_1 中所储存的电压值的总和,因为两者是相同的,因此总电压为 $2V_{IN}$(peak),或者 $2.8V_{IN}$(RMS)。在下一负半周,D_B 不导电,C_2 将对负载放电。如果电路没有负载,电容将保持已充电的状态,C_1 充到 $1.4V_{IN}$(RMS),C_2 充到 $2.8V_{IN}$(RMS)。当有负载连接到输出端时,C_2 上的电压在负半周期时会下降,并且在正半周时重新充电至 $2.8V_{IN}$(RMS)。由于每一个周期被充电一次,所以 C_2 两端的输出电压类似于半波整流电路的输出电压。图4.21表示了两个电容的充电电压,在实际的情况下,电容不会像图中所示全部放电至零。

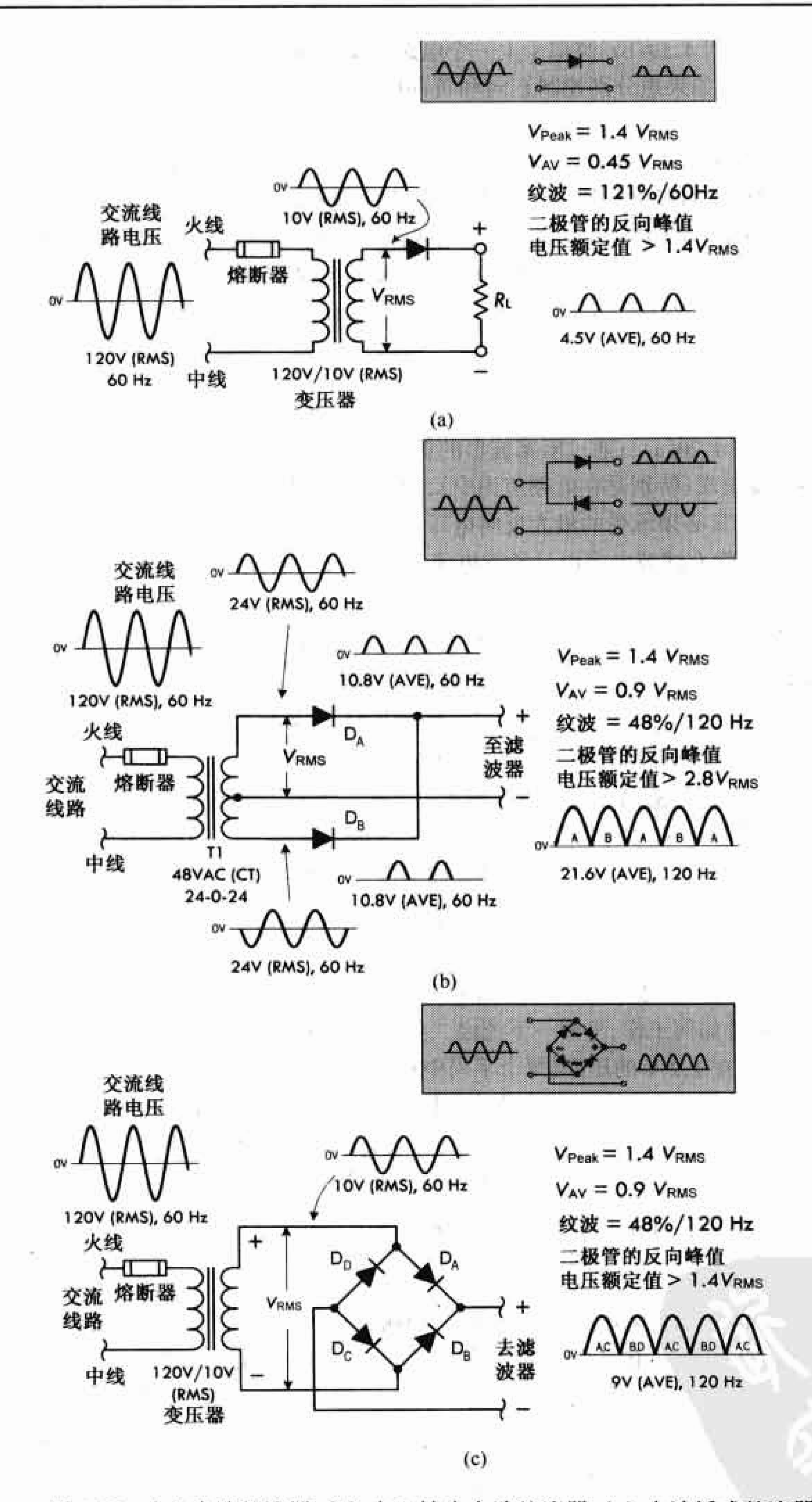


图 4.20 (a) 半波整流器;(b) 中心抽头全波整流器;(c) 全波桥式整流器

全波倍压[参见图 4.21(b)]:在变压器副边电压的正半周,D_A 导通,C_1 充电至 V_{IN}(峰值)或 1.4V_{IN}(RMS)。在负半周,D_B导电,C_2充电至相同的电压值。输出电压是两个电容上电压的总和,在没有负载的情况下其值为 2V_{IN}(峰值)或 2.8V_{IN}(RMS)。图中显示出,在每一个周期两个电容轮流充电。等效的滤波电容是 C_1和 C_2串联等效电容,它比 C_1和 C_2都小。R_1和 R_2用来限制通过整流管的冲击电流。它们的值

由变压器输出电压和整流管所能承受的冲击电流所决定,因为一旦电源突然接通,滤波电容看起来就像是一个短路负载。提供的限流电阻可以承受冲击电流,它们的电流承受能力取决于最大负载电流。每个二极管的反向峰值电压为 $2.8V_{IN}$(RMS)。

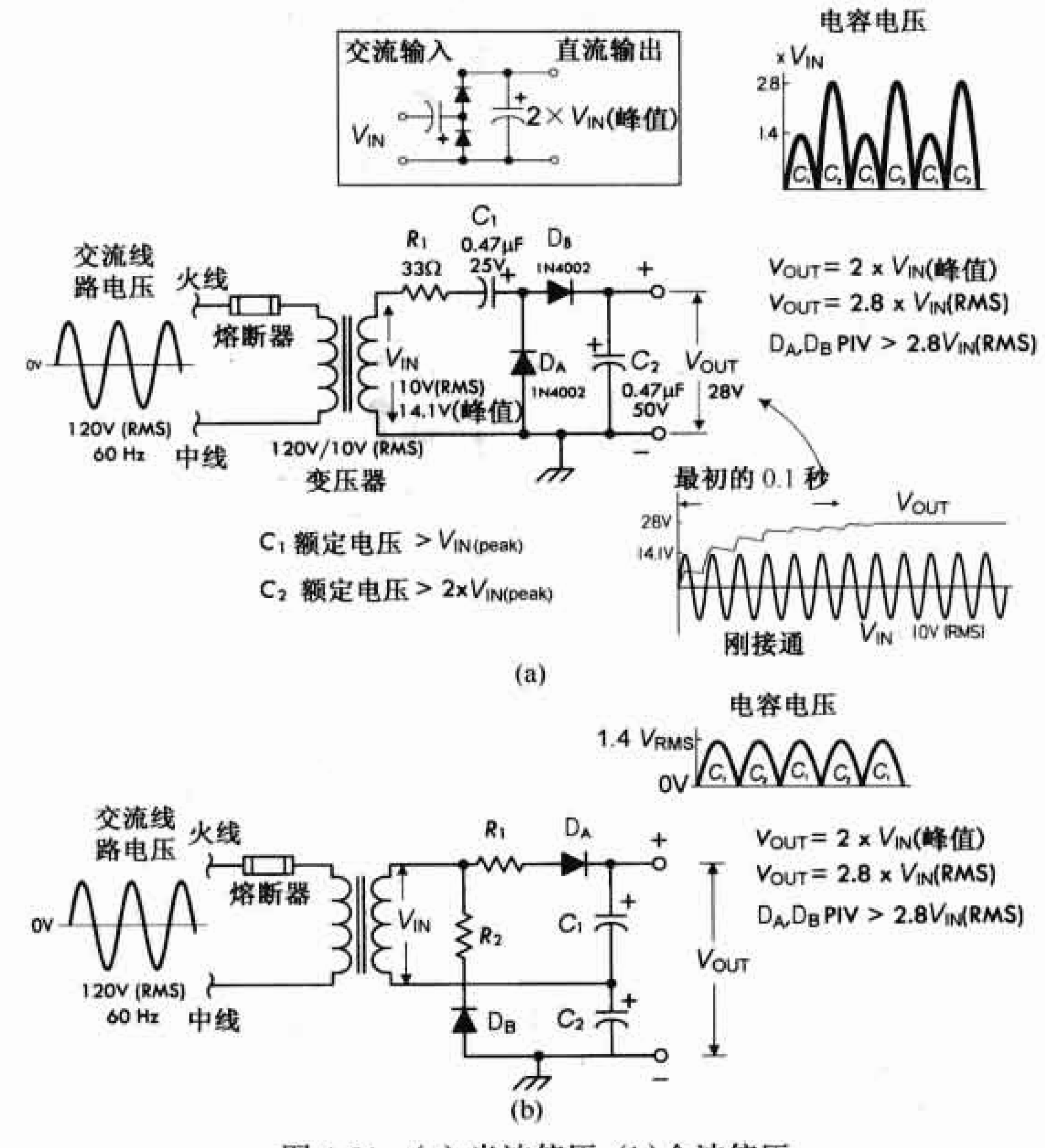


图 4.21 (a) 半波倍压;(b)全波倍压

各整流电路的利弊

对比中心抽头的全波整流器和全波桥式整流器,会注意到这两个电路需要同样的整流管。然而,中心抽头全波整流器比桥式整流器的二极管数目少一半。这些二极管的最大反向电压额定值是桥式整流器二极管的两倍(PIV > $2.8V_{rms}$ 对 PIV > $1.4V_{rms}$)。这两种电路二极管的电流额定值是相同的。桥式整流器相对中心抽头整流器对变压器副边的利用更充分,因为变压器的全部绕组在电压的两个半周都提供了能量,而中心抽头全波整流电路的变压器的两部分副边仅在各自电压的正半周时提供能量。这也通常被称为"变压器利用系数",桥式结构的系数为 1,而中心抽头结构的系数为 0.5。

在大电流,低电压电路的应用中,桥式整流器没有中心抽头全波整流器应用的普遍。因为在桥式结构中,两个正向导通的串联二极管的压降导致 1 伏或者更多的附加电压损失,因此与全波整流器中的单二极管相比消耗了更多的能量(发热损耗)。

对于半波结构,除了提供偏置它很少应用在 60 Hz 的整流器中。然而,在高频开关电源的正激式和单端反激式结构中,它有着非常广泛的应用。

三倍倍压器[参见图 4.22(a)]:在交流电的正半周期中,C_1 和 C_3 通过 D_1,D_2和 D_3充电至 V_{IN}(峰值)。在接下来的负半周期中,D_2导通,C_2充电至两倍的 V_{IN}(峰值),因为它把变压器加上 C_1中的电荷作为充电电源(D_1在此半周截止)。在下一个正半周期中,D_3导通,把变压器和 C_2的电压作为电源,将 C_3充电至三倍于变压器电压。

四倍倍压器[参见图 4.22(b)]:与前面所述电路的工作方式相同。在这两个电路中,如果输出电流小且电容值大,则输出电压将达到交流电压峰值的多倍。

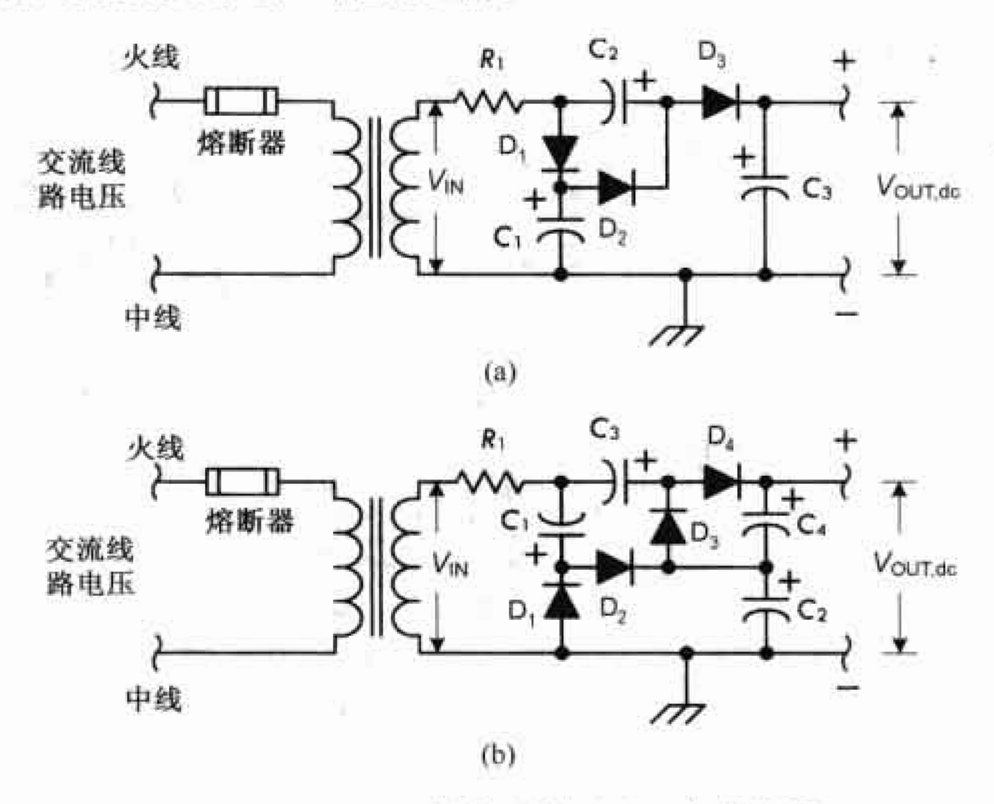


图 4.22 (a) 三倍倍压器;(b)四倍倍压器

电容值取决于输出电流的大小,通常为 20 ~ 50 μF。电容的直流耐压值与 V_{IN}(峰值)有关,如:

C_1——大于 V_{IN}(峰值)或 0.7V_{IN}(RMS)

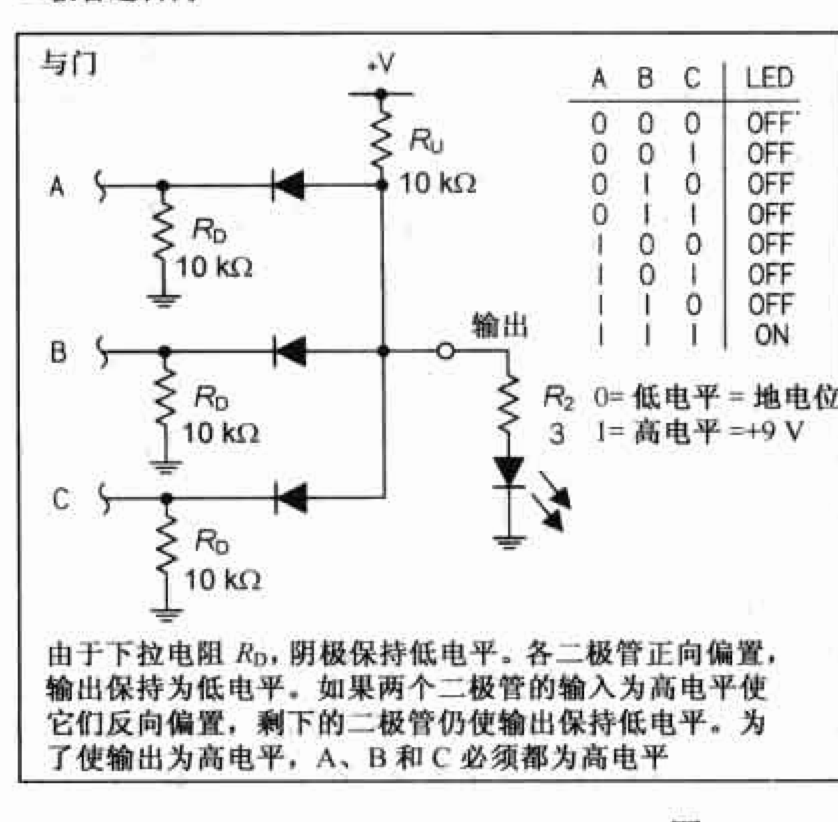
C_2——大于 2V_{IN}(峰值)或 1.4V_{IN}(RMS)

C_3——大于 3V_{IN}(峰值)或 2.1V_{IN}(RMS)

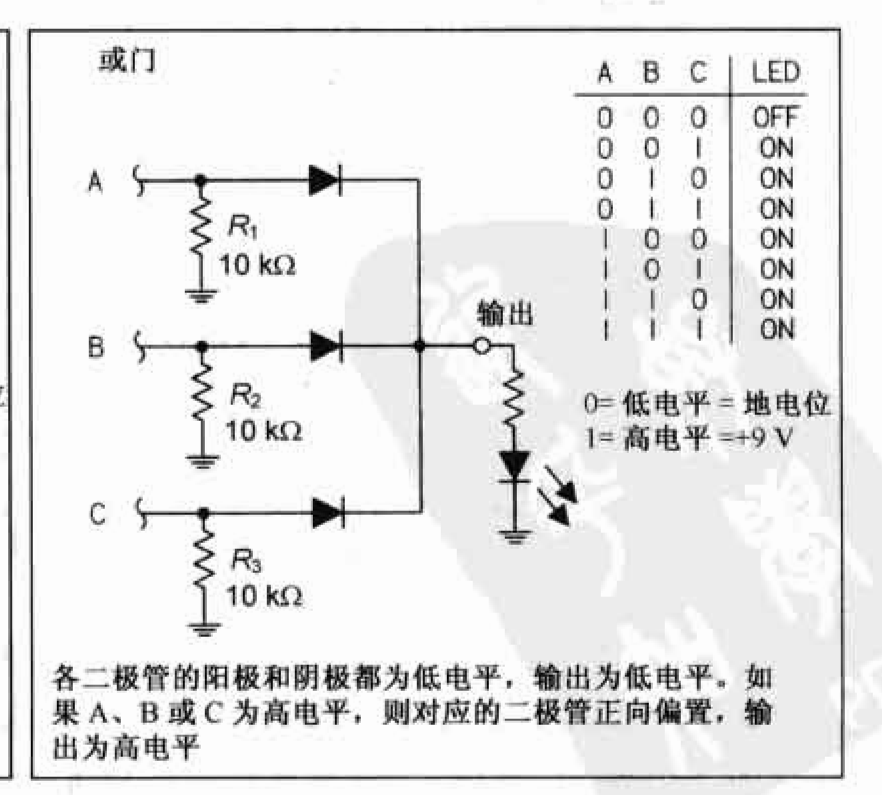
C_4——大于 4V_{IN}(峰值)或 2.8V_{IN}(RMS)

简单的二极管逻辑门[参见图 4.23]对于学习基本的数字逻辑是非常有用的,而且也可以用于非标准逻辑电平的电子电路(例如,高电压和大功率的二极管类似模拟电路)中——参见下面备份电源的例子(参见图 4.24)。在设计大功率电路时,确保二极管对所要完成的工作有合适的反向峰值电压(PIV)和电流额定值。注意到功率二极管的恢复时间没有数字逻辑集成电路或者快速开关二极管的“快”是很重要的。

二极管逻辑门



A	B	C	LED
0	0	0	OFF
0	0	1	OFF
0	1	0	OFF
0	1	1	OFF
1	0	0	OFF
1	0	1	OFF
1	1	0	OFF
1	1	1	ON



A	B	C	LED
0	0	0	OFF
0	0	1	ON
0	1	0	ON
0	1	1	ON
1	0	0	ON
1	0	1	ON
1	1	0	ON
1	1	1	ON

图 4.23 二极管逻辑门

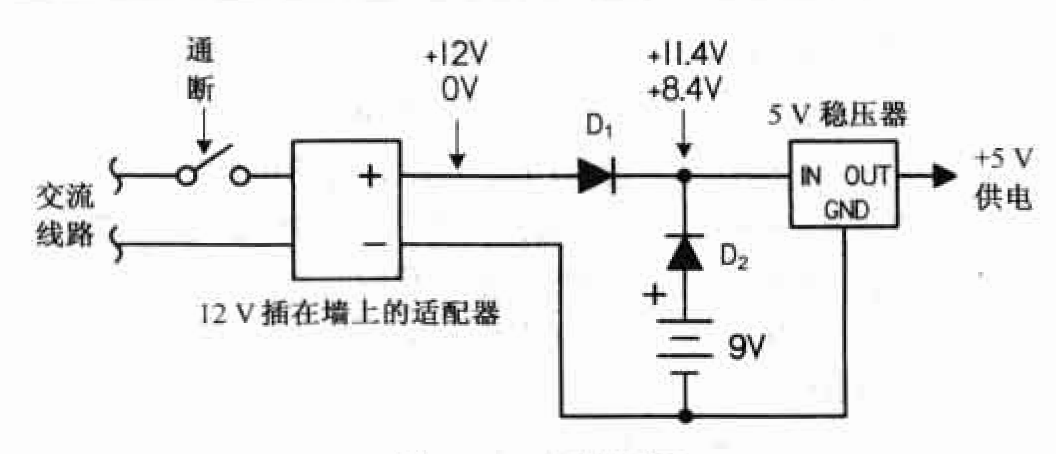


图 4.24 备份电源

设备由带有备用电池组的插在墙上的适配器供电,典型的二极管或门应用于电池组和适配器的连接,如图 4.24所示。通常情况下,如果开关闭合,电能从 12 V 适配器通过 D_1 传送给负载;D_2 反向偏置(不通),因为它的阴极电压比阳极电压高 2.4 V。如果断电(开关打开),D_1 停止导电,电池组接入,通过 D_2 向负载提供电流;D_1 阻止了电流回流到插在墙上的适配器。这样将二极管应用于备用电池组有一个弊端,二极管和电池组串联会限制电池组提供电能的最小电压(对于硅 PN 结二极管大约 0.6 V 压降,对于肖特基二极管大约0.4 V)。更好一些的备用电源设计采用晶体管或者内部包含比较器的特殊集成电路,通过一个低阻抗的晶体管来切换电池组,消除了 0.6 V 的损失。在 MAXIM 的网页上查看集成电路的例子。

正如图 4.25 所示的简单调幅收音机所描述的,二极管经常用在调幅信号的检波中。在一个调幅广播信号中,具有固定频率 550 ~ 1700 kHz 的 RF 载波信号被一个音频信号(10 ~ 20 000 Hz)调幅。这个音频信息锁定在信号的上下边频带,或者位于调幅信号的包络线上。这里的天线和 LC 调谐电路,在感兴趣的特定载波频率下发生谐振(把广播信号变为相应的电信号),一个检波二极管(如 1N34)被用来检波除去输入信号中的负半周部分,使其可以进行下一步的直流处理。检波后的信号通过一个低通滤波器剥离它的高频载波。输出的信号便为音频信号。这个信号可以用来驱动一个简单的晶体耳机,一个灵敏的头带式耳机,或者一个电话接听耳机(低阻抗的耳机或扬声器需要附加放大器,由 1 μF 左右的电容耦合)。

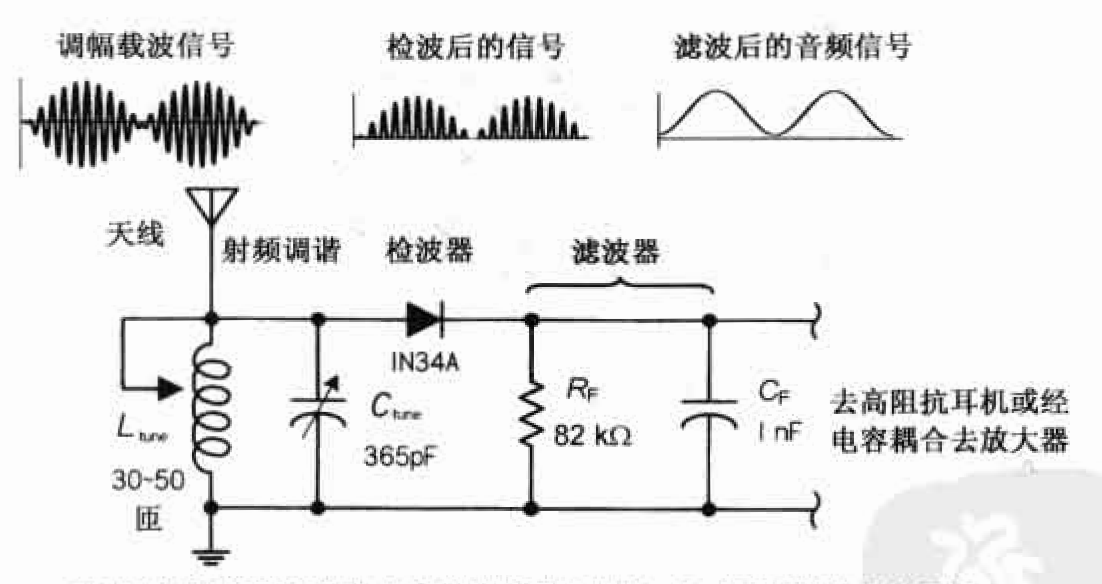


图 4.25 调幅波检波器

肖特基二极管终止端(参见图 4.26)可以用来抵消高速传输线的影响,这些影响会因为信号反射引起正/负脉冲、减少噪声阈值和破坏定时。从而会引起时钟线上的错误触发,地址线、数据线和控制线上的数据出错,以及引发时钟和信号的抖动。在实际应用中,传输线的阻抗是变化的或者是未知的,不可能确定出一个具体的端子阻抗值,需要一个可变化的阻抗。肖特基二极管终止端

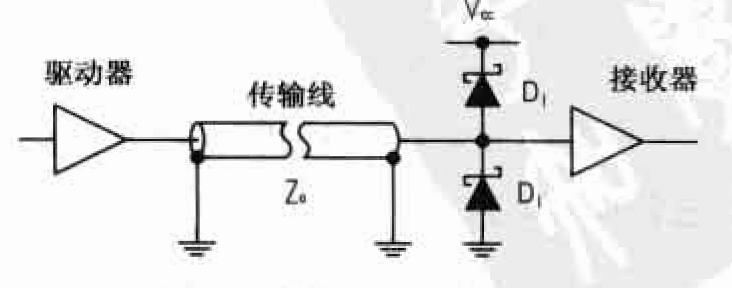


图 4.26 肖特基二极管终止端

具有保持信号完整的能力,保存能量,支持柔性的系统设计。一个肖特基二极管终止端由两个二极管串联组成,其中一个二极管箝位 V_{CC}或电源电压,另一个箝位地。传输线末端的二极管通过箝位作用减小了反射的影响。电压一旦超过 V_{CC}一个正向偏压量,上方的二极管就起箝位作用,这个箝位作用限制了由反射引起的正脉冲。对于负的脉冲信号,接地的二极管起到同样的终止作用。这个箝位效果并不是依赖于传输线的阻抗匹配,这使其在线路阻抗未知时及线路阻抗值变化时特别有用。

图 4.27 所示电路是由二极管组成的简单只读存储器(ROM),这里 ROM 作为一个十进制到二进制编码器,在没有开关按下时,所有的 LED 灯会亮。如果把"1"按下,从电源流出的电流由通过 2^3,2^2,2^1 线转到通过二极管到地,但仍然允许电流通过 2^0 线,这样,LED 的读数是 0001。实际中,用一个 PROM 像这样作为编码器或其他电路是不现实的。通常,可买专门的 IC 编码器,或者简单地用一个与微处理器接口的通用键盘来完成,实际的编码由编程来完成。不管怎么说,这是一个有趣的电路,它可以使你了解只读存储器如何工作。

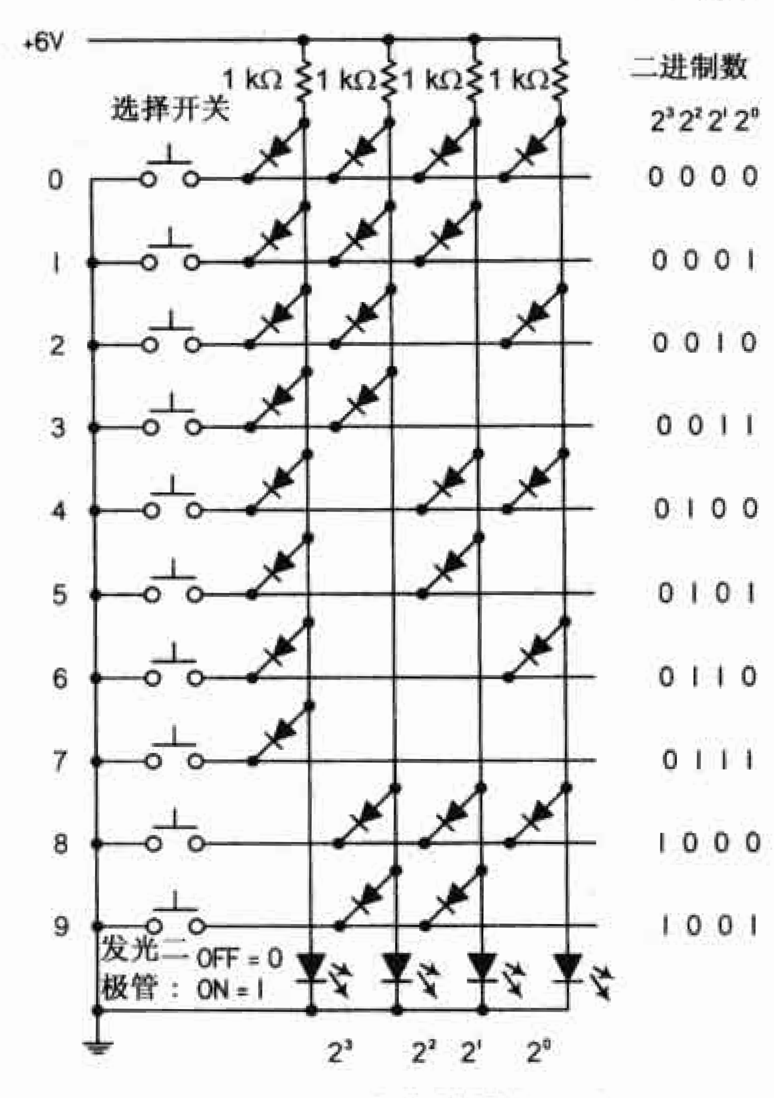


图 4.27　只读存储器(ROM)

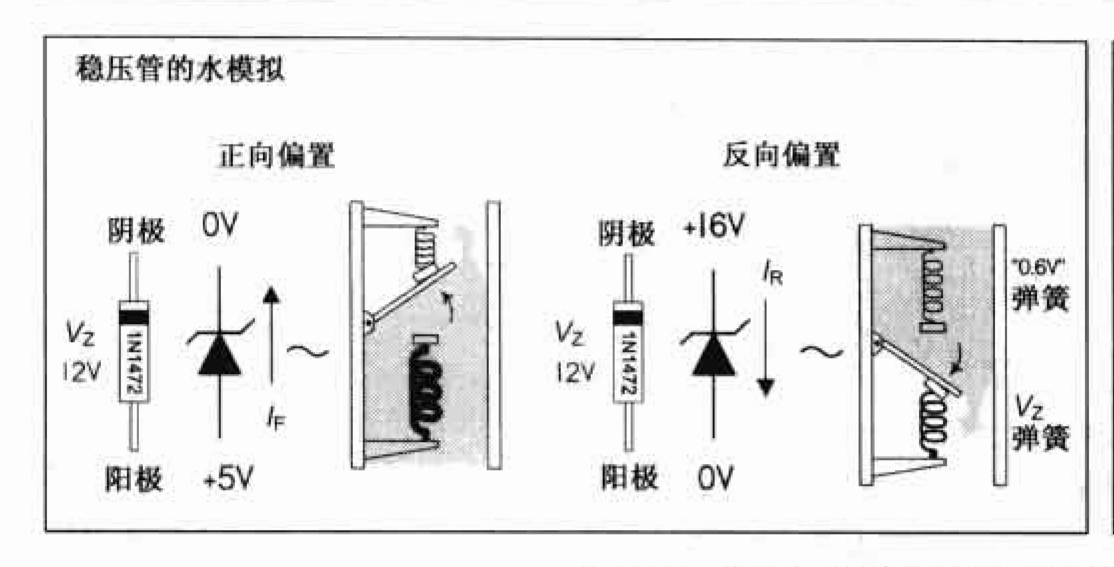
4.2.6　稳压二极管

一个稳压二极管(参见图 4.28)的作用就像一个双方向的电流闸门。它的正向与一个标准的二极管一样,只需要大约 0.6 V 就很容易地被打开。在反向时,比较难打开,它需要一个等于稳压二极管击穿电压 V_Z 的电压。根据不同的类型,这个击穿电压的范围是 1.8 ~ 200 V(1N5225B = 3.0 V,1N4733A = 5.1 V,1N4739A = 9.1 V,等)。额定功率值从 0.25 ~ 50 W。

在大多数的应用中,稳压管与一个电阻串联工作在反偏方向下是标准的电路结构。在这种结构中,齐纳二极管像一个减压阀,在保证它的电压恒定(等于 V_Z)的情况下,通过所需要的电流。换句话来说,它就是一个稳压器,参见图 4.29 的应用。

稳压管稳压电路

图 4.29 所示电路的作用是稳定电压,防止电源电压或负载电流的改变使提供给负载的电压发生变化。下面的例子说明稳压二极管是如何补偿线路和负载变化的。



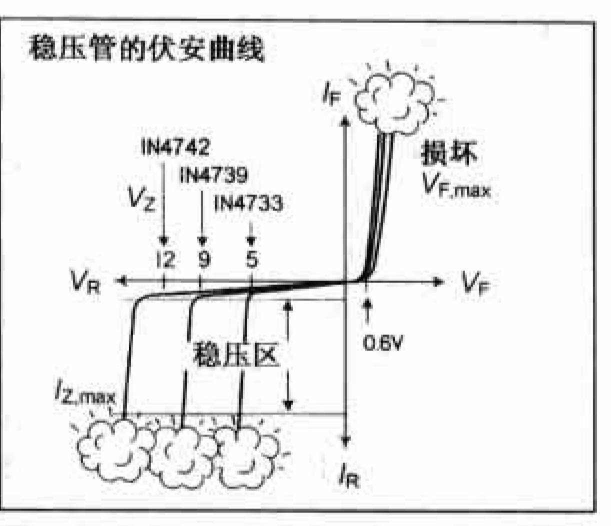


图 4.28　稳压二极的水模拟及伏安特性

线路电压调节（线路电压可变）

不稳定的线路电压

$I_{Z,min}$ 是保持一个稳定电压 V_Z 的最小电流

$I_{Z,max}$ 是稳压管的最大允许电流

$I_R = I_Z + I_{total}$

$I_{Z,min}$ @ $I_{L,max}$

$I_{Z,min} < I_Z < I_{Z,max}$

负载调节（负载电阻可变）

稳定的线路电压

图 4.29　稳压管稳压电路

线路电压调节的例子：如果线路电压增加，将引起线路的电流增加。由于负载电压是常数（由稳压二极管保持），线路电流的增加会导致稳压管中的电流增加，这样便保持了负载电流的恒定。如果线路电压减小，将导致线路电流减小，稳压管中的电流减小，如图 4.29 中的右上图所示。

负载调节的例子：作为负载电阻减小（负载电流增加）的结果，如果负载电压试图减小，负载中的电流

增加被稳压管中的电流减小所抵消。负载的电压将保持不变。如果由于负载电阻增加(负载电流减小),负载的电压试图增加,负载电流的减小将被稳压管中的电流增加所抵消。如图 4.29 右下图所示。

下面的公式可以用来选择合适的元件参数值:

$$R_S = \frac{V_{in,min} - V_Z}{I_{Z,min} + I_{L,max}};\quad P_R = \frac{(V_{in,max} - V_Z)^2}{R_S}$$

$$P_{Z,max} = V_Z\frac{(V_{in,max} - V_Z)}{R_S}$$

具体的一个设计例子参见本节中的练习 3。

稳压管稳压电路对温度有一定的依赖性,因此对于要求苛刻的应用它不是最好的选择。一个集成线性稳压器,尽管价格稍贵一些,但由于内部有误差信号放大器,对温度的变化不太敏感。但是,它们的内部也是用稳压管来提供参考电压的。常用稳压管的封装形式如图 4.30 所示。其规格与额定功率如表 4.2 所示。



图 4.30 稳压管的封装

表 4.2 常用稳压管规格与额定功率

稳压电压	规格与额定功率					
	轴向引线			表面安装		
	500 mW	1 W	5 W	200 mW	500 mW	1 W
2.4	1N5221B			BZX84C2V4, MMBZ5221B	BZT52C2V4	
2.7	1N5222B			BZX84C2V7	BZT52C2V7	
3.0	1N5225B			BZX84C3V0, MMBZ52251B	BZT52C3V0, ZMM5225B	
3.3	1N5226B	1N4728A	1N5333B	BZX84C3V3, MMBZ5226B	BZT52C3V3, ZMM5226B	ZM4728A
3.6	1N5227B	1N4729A	1N5334B	BZX84C3V6, MMBZ5227B	BZT52C3V6, ZMM5227B	
3.9	1N5228B	1N4730A	1N5335B	BZX84C3V9, MMBZ5228B	BZT52C3V9, ZMM5228B	ZM4730A
4.3	1N5229B	1N4731A	1N5336B		BZT52C4V3, ZMM5229B	ZM4731A
4.7	1N5230B	1N4732A	1N5337B	BZX84C4V7, MMBZ5230B	BZT52C4V7, ZMM5230B	ZM4732A
5.1	1N5231B	1N4733A	1N5338B	BZX84C5V1, MMBZ5231B	BZT52C5V1, ZMM5231B	SMAZ5V1, ZM4733A
5.6	1N5232B	1N4734A	1N5339B	BZX84C5V6, MMBZ5232B	BZT52C5V6, ZMM5232B	SMAZ5V6, ZM4734A
6.0	1N5233B		1N5340B		BZT52C6V0, ZMM52330B	
6.2	1N5234B	1N4735A	1N5341B	BZX84C6V2, MMBZ5234B	BZT52C6V2, ZMM5234B	SMAZ6V2, ZM4735A
6.8	1N5235B	1N4736A	1N5342B	BZX84C6V8, MMBZ5235B	BZT52C6V8, ZMM5235B	SMAZ6V8, ZM4736A
7.5	1N5236B	1N4737A	1N5343B	BZX84C7V5, MMBZ5236B	BZT52C7V5, ZMM5236B	SMAZ7V5, ZM4737A
8.2	1N5237B	1N4738A	1N5344B	BZX84C8V2, MMBZ5237B	BZT52C8V2, ZMM5237B	SMAZ8V2, ZM4738A
8.7	1N5238B		1N5345B		BZT52C8V7, ZMM5238B	
9.1	1N5239B	1N4739A	1N5346B	BZX84C9V1, MMBZ5239B	BZT52C9V1, ZMM5239B	SMAZ9V1, ZM4739A
10.0	1N5240B	1N4740A	1N5347B	BZX84C10	BZT52C10, ZMM5240B	SMAZ10, ZM4740A
11	1N5241B	1N4741A	1N5348B	BZX84C11, MMBZ5241B	BZT52C11, ZMM5241B	ZM4741A
12	1N5242B	1N4742A	1N5349B	BZX84C12, MMBZ5242B	BZT52C12, ZMM5242B	SMAZ12, ZM4742A
13	1N5243B	1N4743A	1N5350B	MMBZ5243B	BZT52C13, ZMM5243B	ZM4743A
14	1N5244B		1N5351B		BZT52C14, ZMM5244B	
15	1N5245B	1N4744A	1N5352B	BZX84C15, MMBZ5245B	BZT52C15, ZMM5245B	SMAZ15, ZM4744A
16	1N5246B	1N4745A	1N5353B	BZX84C16, MMBZ5246B	BZT52C16, ZMM5246B	SMAZ16, ZM4745A
17	1N5247B		1N5354B		ZMM5247B	

（续表）

稳压电压	规格与额定功率					
	轴向引线			表面安装		
	500 mW	1 W	5 W	200 mW	500 mW	1 W
18	1N5248B	1N4746A	1N5355B	BZX84C18, MMBZ5248B	BZT52C18, ZMM5248B	SMAZ18, ZM4746A
19	1N5249B		1N5356B		ZMM5249B	
20	1N5250B	1N4747A	1N5357B	BZX84C20, MMBZ5250B	BZT52C20, ZMM5250B	SMAZ20, ZM4747A
22	1N5251B	1N4748A	1N5358B	BZX84C22, MMBZ5251B	BZT52C22, ZMM5251B	SMAZ22, ZM4748A
24	1N5252B	1N4749A	1N5359B	BZX84C24, MMBZ5252B	BZT52C24, ZMM5252B	SMAZ24, ZM4749A
25	1N5253B		1N5360B		ZMM5253B	
27	1N5254B	1N4750A	1N5361B	8ZX84C27, MMBZ5254B	BZT52C27, ZMM5254B	SMAZ27, ZM4750A
28	1N5255B		1N5362B	MMBZ5255B	ZMM5255B	
30	1N5256B	1N4751A	1N5363B	BZX84C30	BZI52C30, ZMM5256B	SMAZ30, ZM4751A
33	1N5257B	1N4752A	1N5364B	BZX84C33	BZT52C33, ZMM5257B	SMAZ33, ZM4752A
36	1N5258B	1N4753A	1N5365B	BZX84C36, MMBZ5258B	BZT52C36, ZMM5258B	SMAZ36, ZM4753A
39	1N5259B	1N4754A	1N5366B	BZX84C39, MMBZ5259B	BZT52C39, ZMM5259B	SMAZ39, ZM4754A
43	1N5260B	1N4755A	1N5367B		BZT52C43, ZMM5260B	ZM4755A
47	1N5261B	1N4756A	1N5368B		BZT52C47, ZMM5261B	ZM4756A
51	1N5262B	1N4757A	1N5369B		BZT52C51, ZMM5262B	ZM4757A
56	1N5263B	1N4758A	1N5370B			ZM4758A
60	1N5264B		1N5371B			
62	1N5265B	1N4759A	1N5372B		ZMM5265B	ZM4759A
68	1N5266B	1N4760A	1N5373B		ZMM5266B	ZM4760A
75	1N5267B	1N4761A	1N5374B			ZM4761A
82	1N5268B	1N4762A	1N5375B			ZM4762A
87	1N5269B					
91	1N5270B	1N4763A	1N5377B			ZM4763A
100	1N5271B	1N4764A	1N5378B			ZM4764A

4.2.7 稳压管的应用

这里有一个方法，利用两个稳压管从无中心抽头变压器获得正负电源（参见图 4.31），对所需的正负电源和负载，选择 Z_1 和 Z_2 具有相同的稳压值和额定功率。正如前面的例子所述，稳压管的温度依赖性使此结构没有用两个单独的集成稳压器作为电源时的精确度高。然而，对于要求并非特别苛刻的应用中，可以用这个结构作为简单的替代（参见第 10 章）。

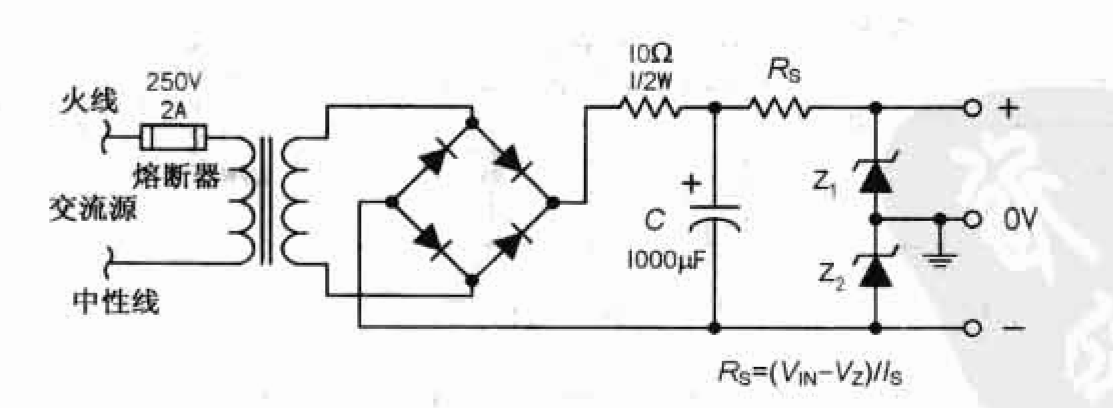


图 4.31 单绕组变压器的直流正负电源

两个相对的稳压管分别对输入信号的正负半周箝位（如图 4.32 所示）。这里一个正弦波被转变为近似于方波。除了可以改变波形外，这个结构还可以并接在直流电源的输出端以防止不需要的电压瞬变传送到负载。在这种情况下击穿电压必须高于电源电压，但低于所允许的最高瞬变电压。一个简单的双向瞬态抑制二极管（TVS）可以起到相同作用，详见瞬变抑制器章节。

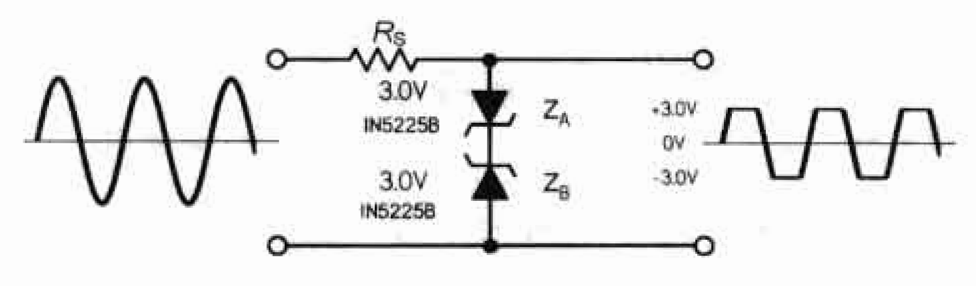


图 4.32 波形的修正和限压

图 4.33 所示电路将输入电压下移一个稳压管的击穿电压值。当输入电压变正时,稳压管直到电压达到 5.1 V 时才处于击穿状态(对 1N5281B)。之后输出电压随输入电压变化,但输出电压比输入电压降低 5.1 V。当输入电压变负时,输出电压随输入电压变化,但平移 0.6 V——稳压管上的正向压降。

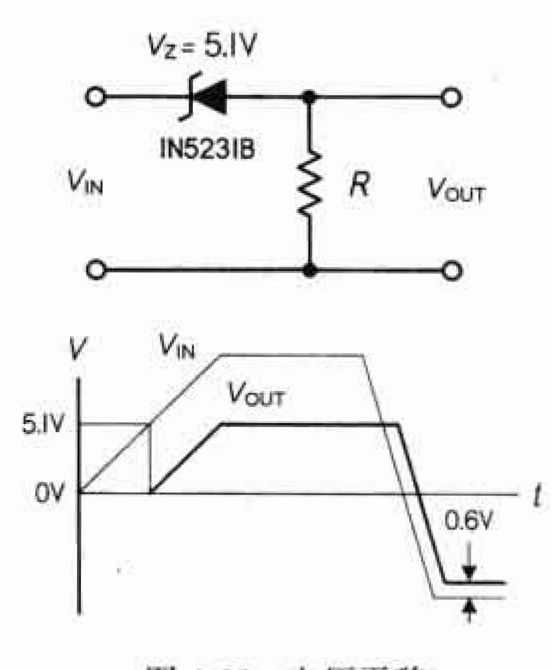


图 4.33 电压平移

稳压管可以用来提高稳压器的电压值(参见图 4.34),并获得不同的稳压值输出。这里,3 V 和 6 V 的稳压管串联将5 V集成稳压器的参考地提高到 9 V,总电压提高到 14 V。注意,在实际的设计中,输入和输出端都应当接一个电容。参看集成稳压电路的章节。

如果加在插座上的电压过大(比如插入了与额定值不匹配的电源),稳压二极管将持续导通直到保险丝熔断为止。稳压二极管的击穿电压应该略高于负载运行的最大电压。快速和慢速熔断的熔断器都可使用,这主要依赖于负载的灵敏度。熔断器的额定电压和额定电流必须根据设备期望的极限确定。注意:还有利用其他特殊器件的类似过载保护设计,例如瞬态抑制二极管和压敏电阻。这些器件价格便宜并且在当今的设计中非常流行(参见图 4.35)。

图 4.36 所示为一个简单的电路,它使用一个大功率晶体管来承担大部分的电流调节,从而有效地提高了稳压二极管的额定功率(通过电流的能力)。通过稳压二极管的电流只占总电流的很小一部分,用来产生基极电压/电流(通过基极到地的电阻),根据线路或负载电流的变化改变集电极 - 发射极的电流。

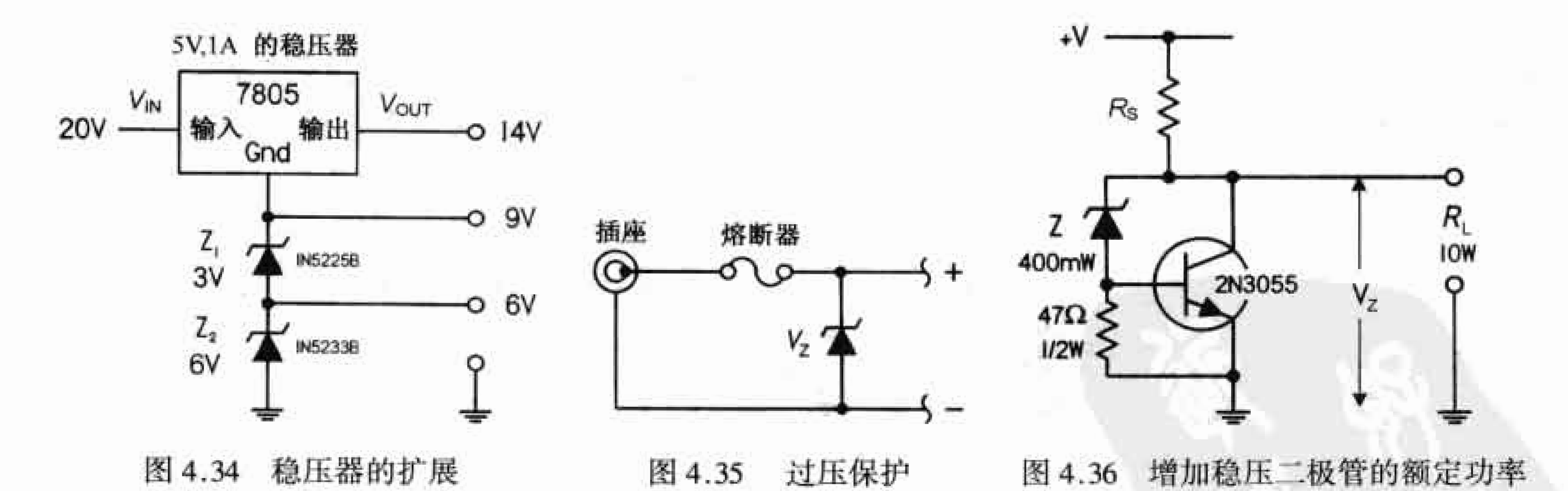


图 4.34 稳压器的扩展　　图 4.35 过压保护　　图 4.36 增加稳压二极管的额定功率

图 4.37 所示为一个用击穿电压依次增加的稳压二极管构成的简单电压表电路。随着输入电压增加,发光二极管依次发光。我们可以采用不同的稳压二极管,只要串联电阻使通过发光二极管的电流在安全的范围内。大多数发光二极管的电流大约在 20 mA 最为适宜。当输入电压为 V_{IN} = 16 V 时,可以计算出最差情况下 5 V 发光二极管的情况。如果期望找到更完善的方案,可以使用模数转换器、微控制器、液晶显示器或发光二极管显示器。

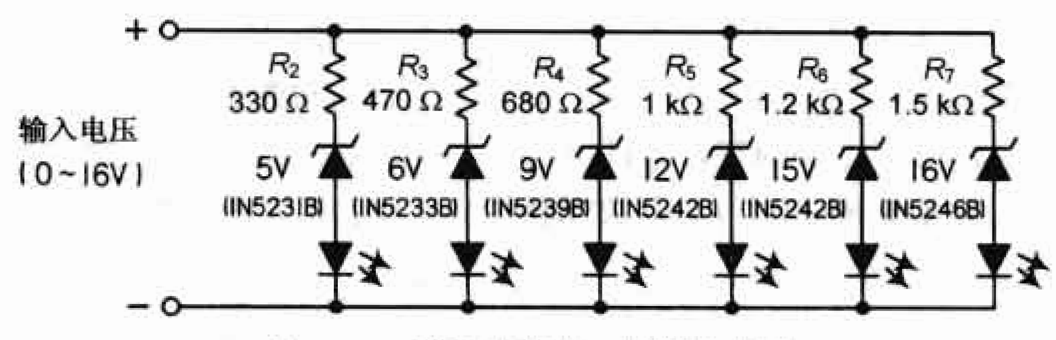


图 4.37 简单的发光二极管电压表

4.2.8 变容二极管

变容二极管(Varicap)是一种结电容随反向电压的改变而改变的二极管。因此,它可作为一个可变电容器。当施加的反向电压增加时,PN 结的宽度增加,从而减小它的电容。对不同的器件,变容二极管电容的范围从几皮法到 100 pF,最大的反向电压从几伏到将近 100 V(虽然许多规格的二极管和稳压管的反向电压和电容之间的关系不是很可靠,但都可以当做相对便宜的变容二极管来使用)。

变容二极管的低电容值通常将它的使用限制于高频率的射频电路中,而所加的电压用来改变振荡器电路中的电容。反向电压可以通过调整一个分压器来获得,其作用是改变振荡器的频率。反向电压也可以是施加的一个调制信号(如音频信号),用来调制振荡器的高频载波。请看下面的例子。

当设计变容二极管电路时,反向偏压必须完全无噪声,因为反向偏电压的任何改变都会引起电容的改变。如果反向偏压中含有噪声,就会产生有害的频移及不稳定性。使用滤波电容器可以限制这类噪声。

变容二极管有单管和对管两种形式。变容二极管的对管构造中包括两个反相串联的变容二极管,其阳极共用,阴极分开。在这种构造中,当一个电压加在公共的阳极时,变容二极管就像是两个串联的电容器,它们的电容值一起改变。参见“分压器控制的变容二极管调谐振荡器”一节。

频率调制器(如图 4.38 所示):当载波频率按照所加的调制信号的大小发生瞬间变化时,就产生了频率调制(调制信号的频率在几赫兹到几千赫兹的范围,例如音频调制的无线电信号,载波频率通常为数兆赫兹)。一种产生频率调制的方法就是采用压控振荡器。振荡器的输出频率与调制信号的振幅成正比。当调制信号的振幅增加时,载波信号的频率也增加。考毕兹(Colpitts)LC 振荡器用变容二极管来代替调谐电路中的一个电容器。加在二极管两端的调制电压使二极管的电容按比例改变。这导致振荡器频率的改变,进而在此过程中产生了频率调制。L_2(RFC)是射频信号的阻隔器件,用于防止高频信号回馈到调制信号源。C_3 和 C_4 是耦合电容,其他电路元件构成考毕兹振荡器。

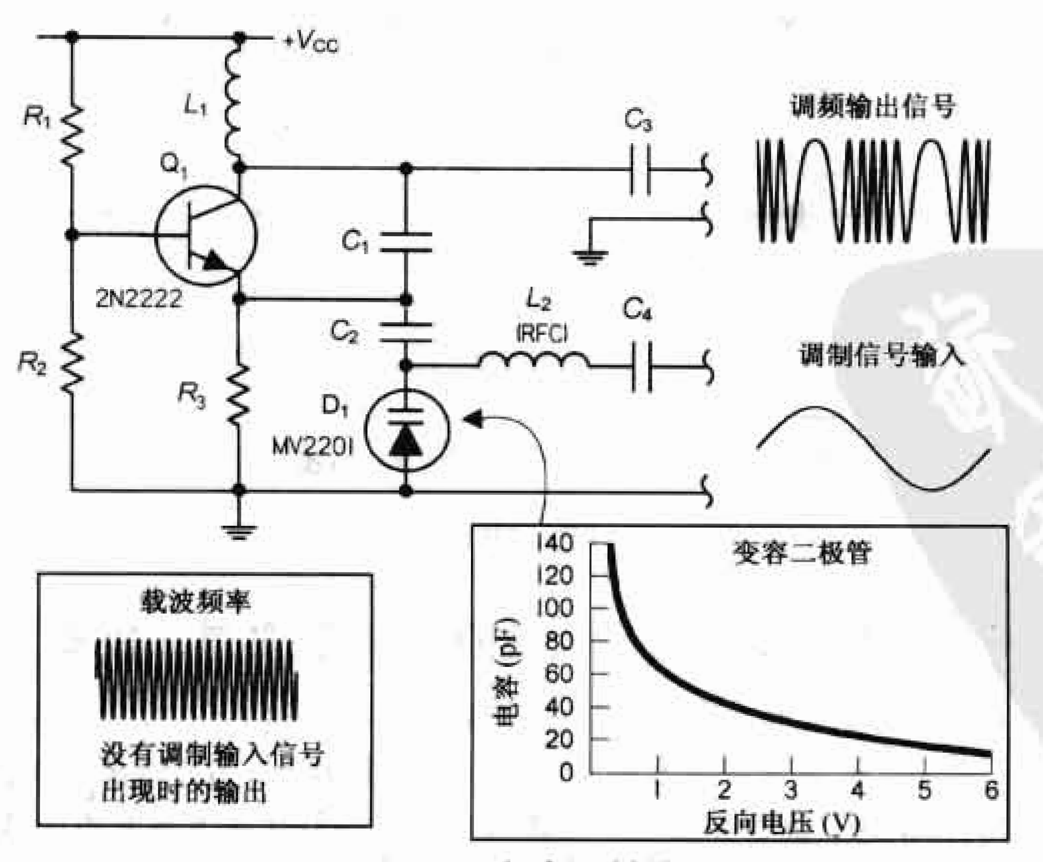


图 4.38 频率调制器

与前述的电路不同,图4.39所示电路是可变频率的高频振荡器,由分压器(R_1)控制频率的变化。从分压器得到的电压通过一个低通滤波器(C_1,R_2)加在变容二极管对管上,以确保变容二极管的偏压为直流。此电压改变了 $D_1 \sim L_1$ 调谐电路的等效电容,即改变了振荡器的频率。C_2 和 C_6 是隔直(交流耦合)电容器。Q_1 是一个N沟道结型场效应管,在共漏极结构中通过 C_3 将信号反馈给栅极。R_3 是栅偏置电阻,R_4 是带有滤波电容 C_5 的漏极电阻。

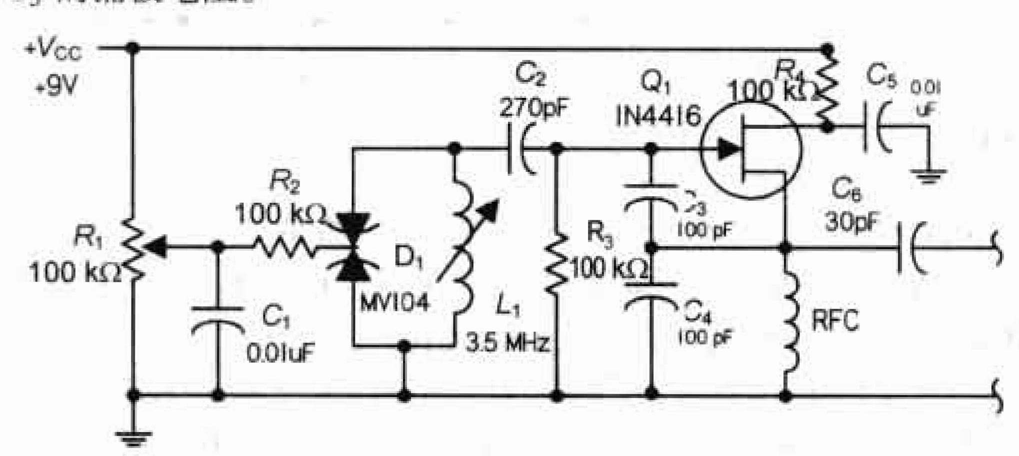


图4.39 分压器控制的容变二极管调谐振荡器

4.2.9 PIN二极管

PIN二极管用做射频和微波的开关。对于高频率信号来讲,PIN二极管是一个可变电阻器,其阻值由所加的直流正向偏置电流控制。对于较大直流偏置,PIN二极管的阻值通常小于1 Ω。但在较小正向偏置下,它对高频信号的阻值就会非常大(几千欧姆)。PIN二极管是在非常高浓度参杂的P型和N型材料中间夹上一层本征(不掺杂)半导体材料,从而形成一个PIN结而制成的。

就应用而言,PIN二极管主要用做射频和微波开关,甚至在大功率下也能使用。通常用在100 MHz及更高频率下工作的收发器的发射/接受开关。它们可以用做光纤系统的光电探测器。在大多数情况下,或许永远都用不上它们,除非你是电气工程、物理学方面的研究生,或者是高科技公司的员工。

在射频频率下,开关是非常讲究的,需要专门设计的技术去减少信号的污染和衰减。图4.40是两种用PIN二极管做成的开关电路。在SPST开关电路中,通过PIN二极管的偏置电压控制来自射频发生器的信号被允许或拒绝通过负载。RFC是一个高频阻塞,用于防止射频信号输入偏置电源,然而接地的电容器是为了提供纯净的直流偏压。SPDT开关电路和第一种电路非常相似,但它有两个偏压输入。

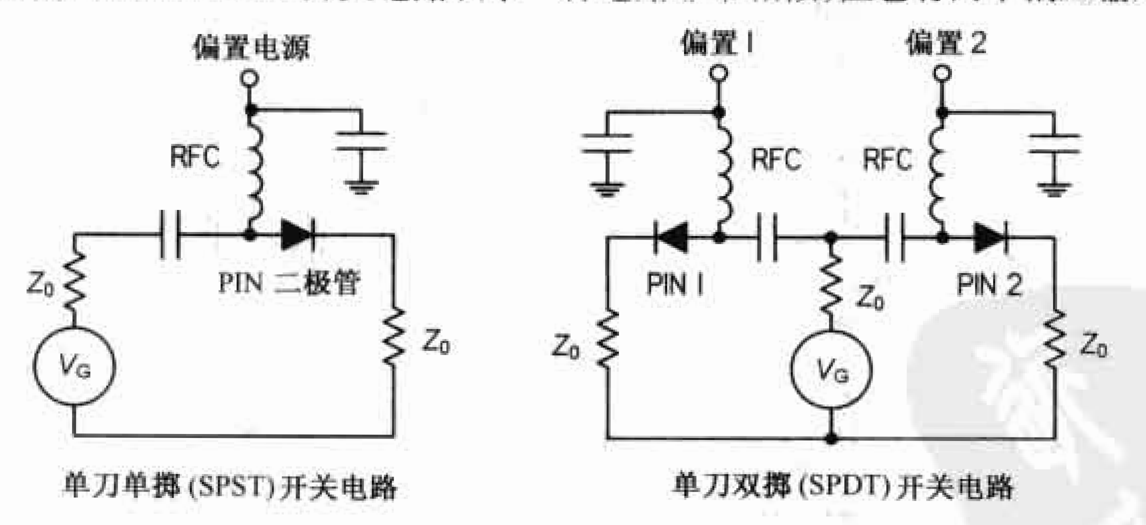


图4.40 PIN二极管射频开关

4.2.10 微波二极管(雪崩二极管、耿氏效应二极管、隧道二极管,等等)

有很多二极管你可能永远都不会使用,但它们确实存在。这些二极管在高频的微波和毫米波(大于20 GHz)范围内有特殊用途,通常在微波放大器和振荡器中使用。由于载流子扩散和漂移通过半导体PN结相对比较慢,大部分规格的二极管和双极型晶体管在如此高的速率下通常不能截止。隧道二极管、耿氏效应二极管、雪崩二极管和其他的二极管,包含了完全不同的物理学知识——允许变化以光速发生,不同

的效果导致了如放大器的增益、振荡器谐振频率等有用的变化。这种物理现象可能是电子穿越隧道(穿过将P型和N型区域分开的电场势垒,而不是在二极管中通常发生的热电子发射穿过势垒)——隧道二极管。或者是由于正向偏压时的负阻抗,因为由于化合物导电带对称性而导致电子(慢下来)的有效质量增加——耿氏效应二极管。它也可能是由于电子移动到更高的不易变化的能带所导致的负阻抗,在正偏压下导致电流减小——雪崩二极管。总之,你可以得到这样的结论——高频材料通常由专业人士使用。常用的二极管小结如表 4.6 所示(注:俘获等离子雪崩触发渡越二极管和势垒二极管也经常在微波中应用)。

4.2.11 练习

练习 1: 图 4.41 电路的作用是什么?最终的输出电压是多少?在插头的上端为正,下端为负时每个二极管压降是多少(假定每个二极管的正向压降是 0.6 V)?为了保证二极管不被烧坏,负载电阻最小为多大?假定为 1N4002 二极管。

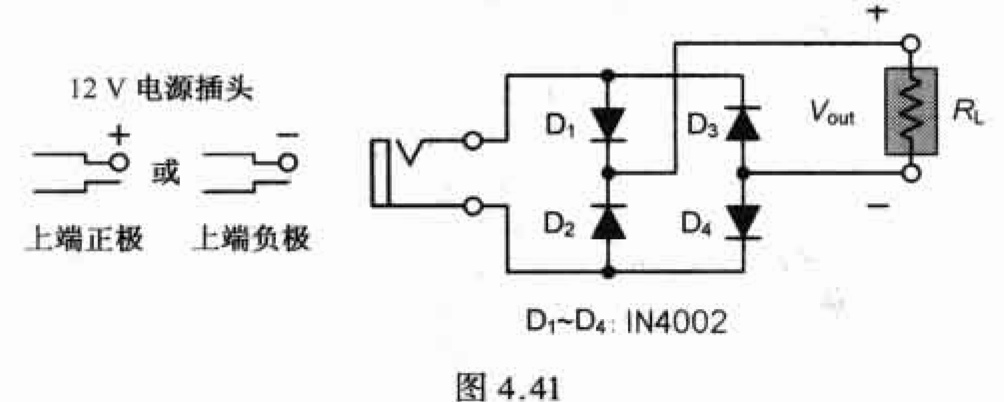


图 4.41

答案: 不管输入的极性如何,极性保护电路输出的极性都是相同的。最后输出电压是 11.4 V。上端正极时:V_{D1} = 0.6 V, V_{D2} = 11.4 V, V_{D3} = 11.4 V, V_{D4} = 0.6 V;上端负极时:V_{D1} = 11.4 V, V_{D2} = 0.6 V, V_{D3} = 0.6 V, V_{D4} = 11.4 V。假定是 1N4002 二极管时,因为它们的最大额定电流是 1 A,所以负载阻抗不应低于 11.4 Ω。为安全起见,电流保持在最大值的 75% 左右是一个比较好的概念,所以 15 Ω 应是一个较好的限制。

练习 2: 在图 4.42 中左边电路的输出量是怎样的?如果一个 2.2 kΩ 的负载接到输出端会发生什么?



图 4.42

答案: 如果不考虑由二极管的压降所引起的 −0.6 V 电压,箝位电路使输出平移,输出为一个纯直流(考虑到 $V_{peak} = 1.41\ V_{rms}$)给出电压的最大值为 27.6 V,最小值为 −0.6 V。加上的负载,电容和负载电阻的作用像一个高通滤器,其截止频率为 $1/(2\pi RC)$,所以输出量稍微有所减小。通过仿真,输出量为 8.90 V (RMS),或者最大值是 24.5 V,最小值是 −0.6 V。

练习 3: 在图 4.43 的电路中,一个 10 ~ 50 mA 的负载需要一个 8.2 V 的稳定电压。采用一个 12 V ± 10% 的电源和一个8.2 V的稳压二极管,需要串联的电阻为多大?假定从参数表(或从实验)中获得稳压二极管的最小稳压电流是 10 mA。确定电阻和稳压二极管的额定功率。

图 4.43

答案: $V_{in,max}$ = 13.2 V, $V_{in,min}$ = 10.8 V; R_S = (10.8 V − 8.2 V)/(10 mA + 50 mA) = 43 Ω; P_R = $(13.2\ V - 8.2\ V)^2$/(43 Ω) = 0.58 W; P_Z = 8.2 V(13.2 V − 8.2 V)/(43 Ω) = 0.95 W,请参考图 4.29 的详细资料。

表 4.3 常用二极管小结

二极管的类型	符号	工作方式
PN 结二极管	1N4001 A C	具有单向导电性,电流只能从二极管的正极(A)流入,负极(C)流出。常见的有硅管和锗管两种,都需要正向偏压才能导通。对硅管来说典型的电压值为 0.6~1.7 V 之间,而锗管为 0.2~0.4 V。可用于整流、暂态抑制、电压倍增、射频检波、模拟逻辑、箝位、快速开关、电压调整等各领域
肖特基二极管	A C	工作特性与 PN 结二极管相似,但设计时采用特殊的金属半导体结来代替 PN 结。这使它具有非常小的结电容,存储的电荷很少。这种结具有非常快的开关速度,可以用于高速箝位和接近吉赫兹的高频应用。而且,通常具有较低的正向偏压,大约在 0.4 V 左右,但也可能在 0.15~0.9 V 或者更高。和 PN 结二极管一样,肖特基二极管也可用于相似的应用中,但能提供更好的低信号电平探测,快的速率以及较低的功率损耗(由于低的正向门限)
稳压二极管	A C	由 A 到 C 的导通和 PN 结二极管一样,但是如果所加的反向电压大于齐纳击穿电压 V_Z 时,也可以从 C 到 A 导通。就像一个电压控制的阀门。有各种击穿电压——1.2 V、3.0 V、5.1 V、6.3 V、9 V、12 V 等和各种额定功率。可用于稳压、削波、电压平移以及暂态抑制等
发光二极管和激光二极管	A C	发光二极管在正向偏置电压大约为 1.7 V 时(A > C)时,发出几乎为固定波长的光。有各种不同波长(红外到可见光)、大小及功率的发光二极管。可以用于指示器、红外和可见光波通信的光源。激光二极管和发光二极管相似,但它的光谱非常窄(约为 1 nm,而发光二极管大约为 40 nm),通常处于红外区。它们的反应时间非常快(1 ns)。这些信号的纯洁特性使其可用于光纤系统中,对于光纤系统尽可能小的散光效应、有效的耦合及限制长距离传输中的衰减都是非常重要的。它们也用在激光指示器、CD/DVD 播放器、条形码阅读器以及各种外科手术的应用中
光电二极管	A C	受到光照时光电二极管就会产生电流,或者当光照强度变化时改变通过它的电流。当有光照时,在反向偏置下工作(电流从 C 流向 A)。电流随着光强的增加而增加。具有非常快的响应时间(ns)。没有光敏晶体管的灵敏度高,但它们的线性使得它们可以应用于简单的照度计中
变容二极管	A C	其作用如同一个电压敏感的可变电容器,变容二极管的电容值随着二极管的反向偏置增大而减小。可以用 PN 结的特定公式设计,在适当的反向偏置范围内获得较大的电容取值范围。电容范围在皮法数量级上,所以它们通常用于射频,例如调谐接收器和射频发生器
PIN 二极管,碰撞雪崩及渡越时间二极管、耿氏效应二极管、隧道二极管等	A C	这些二极管的大部分都是电阻性器件,应用在射频、微波、毫米波应用中(例如,放大器和振荡器)。和载流子扩散通过 PN 结的标准二极管相比,独特的传导物理特性使这些二极管具有非常快的响应时间

4.3 晶体管

晶体管是半导体器件,它既可以用做电控制的开关,也可以用做放大器。晶体管的优点是以类似水龙头控制水流的方式控制电流。调整水龙头的旋钮可以控制水流。利用加在晶体管一个控制端的小电压或小电流可以控制通过晶体管另两端的大电流。

晶体管应用于几乎所有你能够想到的电路中。例如,可以在开关电路、放大器电路、振荡器电路、电流源电路、稳压器电路、电源电路、数字逻辑集成电路中见到晶体管。几乎所有的电路中晶体管都是用小信号控制大电流。

4.3.1 晶体管简介

有多种控制特性和电流特性设计独特的晶体管。大多数的晶体管具有不同的电流控制特性,但也有少数晶体管的没有这种特性。一些晶体管在通常情况下是截止的,除非给基极或栅极加电压它们才会导通,然而另一些晶体管通常情况下是导通的,直到加电压它们才截止(这里,通常情况指控制端为开路的情况。同样,导通是指可通过不同大小的电流)。一些晶体管需要一个小电流和小电压同时加到它们的控制

端使电路工作,然而有些晶体管只需要一个电压。一些晶体管工作时需要加负电压或电流流出基极端(相对于其他两根导线中一根而言),但另一些需要正电压或电流输入基极端。

晶体管的两大系列包括:双极型晶体管和场效应晶体管(FET)。这两大类晶体管的主要不同之处是双极型晶体管的控制端需要输入(或输出)基极电流,而场效应晶体管只需要电压——实际上无电流[从物理的角度说,双极型晶体管工作需要正(空穴)负(电子)两种载流子,而场效应管只需要一种载流子]。因为场效应管几乎没有电流流入,它们的输入阻抗很高(约 10^{14} Ω)。这么高的输入阻抗意味着场效应管的控制端对控制电路的特性几乎没有影响。对于双极型晶体管,控制端将会从控制电路中汲取一个小电流,它与主电流汇合流经另外两端,因而会影响控制电路的特性。

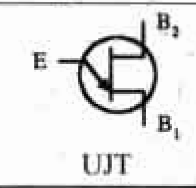
事实上,在今天的电路设计中场效应晶体管比双极型晶体管更受欢迎。除了在其控制端基本上是零输入-输出电流以外,场效应管更容易生产,制作更便宜(需要较少的硅),并且可以制作得极其微小——将元件做到集成电路中。场效应管的一个缺点就是在放大器电路中它们的跨导和同样电流下的双极型晶体管相比小得多。这意味着电压的增益也小得多。在简单的放大器电路中,场效应管很少使用,除非有极高的输入阻抗和极低的输入电流要求。

表 4.4 是一些最常用晶体管的概述。注意:该表中的通常情况是指控制端(例如,基极、栅极)与通道的一端(例如,发射极、源极)短接(电位相同)。同样,表中导通和断开状态也并不完全是字面意思;通过器件的电流量通常情况下是一个变量,由控制电压的大小决定。表中所描述的晶体管将在本章的后面进行更详细的讨论。

表 4.4 晶体管的概述

晶体管类型	符 号	运 行 方 式
双极型晶体管	B C E NPN	通常情况下是断开状态,但当一个小的电流输入及一个小的正向偏置加在基极(B)和发射极(E)时,它就处于导通状态(允许一个较大的集电极-发射极电流流过)。此时 $V_C > V_E$。用于开关电路和放大电路
	B C E PNP	通常情况下是断开状态,但当一个小的电流输出及一个小的反向偏置加在基极(B)和发射极(E)时,它就处于导通状态(允许一个较大的发射极-集电极电流流过)。此时 $V_E > V_C$。用于开关电路和放大电路
结型场效应管	G D S N 沟道	通常情况下是导通状态,但当一个小的反向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会断开(不允许有较大的漏极-源极电流流过)。此时 $V_D > V_S$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路
	G D S P 沟道	通常情况下是导通状态,但当一个小的正向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会断开(不允许有较大的源极-漏极电流流过)。此时 $V_S > V_D$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路
金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)(耗尽型)	G D S N 沟道	通常情况下是导通状态,但当一个小的反向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会断开(不允许有较大的漏极-源极电流流过)。此时 $V_D > V_S$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路
	G D S P 沟道	通常情况下是导通状态,但当一个小的正向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会断开(不允许有较大的源极-漏极电流流过)。此时 $V_S > V_D$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路
金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)(增强型)	G D S N 沟道	通常情况下是断开状态,但当一个小的正向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会导通(允许有较大的漏极-源极电流流过)。此时 $V_D > V_S$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路
	G D S P 沟道	通常情况下是断开状态,但当一个小的反向偏置加在栅极(G)和源极(S)时就会导通(允许有较大的源极-漏极电流流过)。此时 $V_S > V_D$。不需要栅极电流。用于开关电路及放大电路

(续表)

晶体管类型	符号	运行方式
单结场效应管(UJT)		通常情况下从基极 2(B_2)到基极 1(B_1)有一个非常小的电流流过,但当一个正向电压加在发射极和基极 1(B_1)或基极 2(B_2)时电流就会增大。此时 $V_{B2} > V_{B1}$。不需要栅极电流。只能用做开关

4.3.2 双极型晶体管

双极型晶体管是三端器件,可用做电控开关或放大控制器。这些器件有 NPN 或 PNP 两种结构,如图 4.45 所示。NPN 型双极型晶体管用一个小的输入电流和正向电压在基极(相对于发射极)来控制非常大的集电极 - 发射极电流。反过来,PNP 型双极型晶体管用一个小的基极输出电流和基极负电压(相对于发射极)来控制一个大的发射极 - 集电极电流。

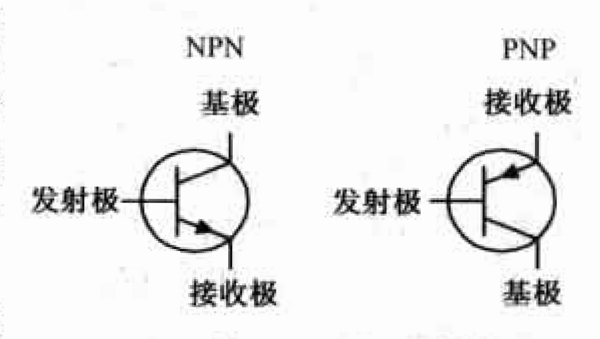


图 4.45① 双极型晶体管

双极型晶体管是非常有用的器件。它们用控制信号来控制电流的能力,使得它们成为电控开关电路、稳流电路、稳压电路、放大电路、振荡电路和储存器电路的基本元件。

双极型晶体管是如何工作的

图 4.46 是 NPN 型双极晶体管如何工作的简单模型(对于 PNP 型双极晶体管,所有的元素、极性和电流反过来)(参见图 4.46)。

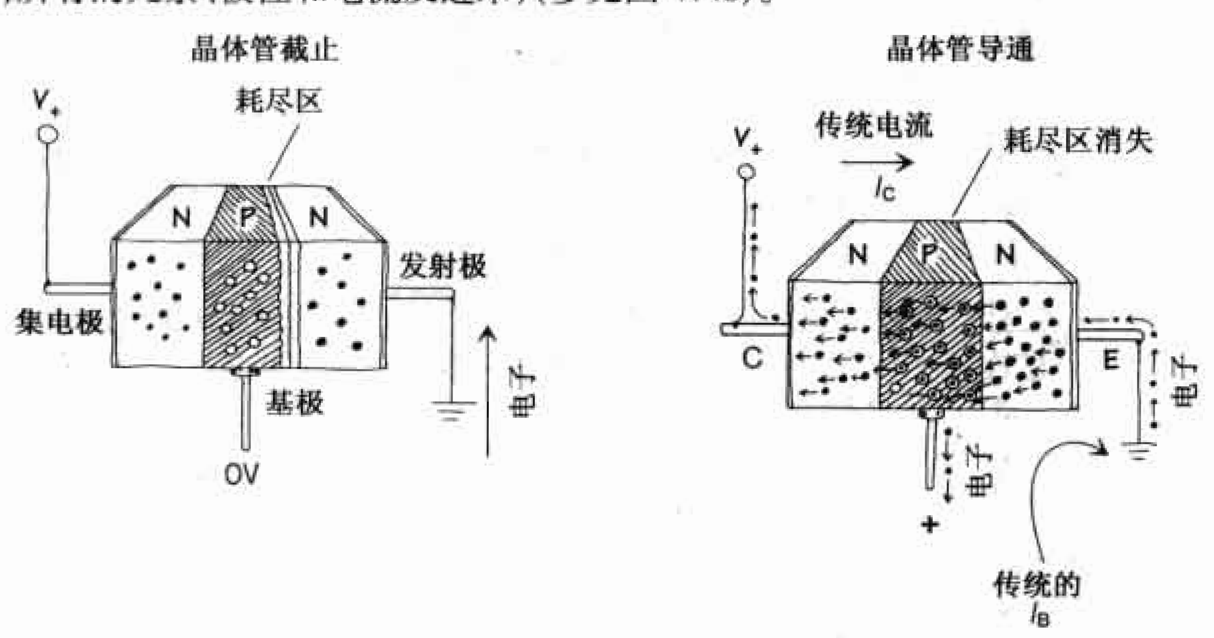


图 4.46 双极型晶体管的工作模型

一个 NPN 型双极型晶体管是由两个 N 型半导体中间夹着一个 P 型半导体薄层构成。当晶体管的基极不加电压时,由于 PN 结的存在发射极的电子无法移到集电极(电子要想通过 PN 结,必须有一个偏压给电子提供足够的能量使其"逃脱"原子的束缚力而运动到 N 区)。注意,如果基极上加的是负偏压,事情会更糟糕——基极和发射极中间的 PN 结变成反向偏置。结果,就会形成势垒层从而阻挡电流的通过。

如果 NPN 型晶体管的基极加正向电压(至少 0.6 V),基极和发射极之间的 PN 结正向偏置。在正向偏置情况下,自由电子被拉向加正电压的基极。有一些电子由基极流出,但这是一个假像,因为 P 型的基极很薄,电子离开发射极时的冲击使得它们与集电极非常的接近,这使得电子可以直接跳到集电极。增加基极电压就会增加跳跃效应,因此就会增加发射极到集电极的电子流。记住:常规的电流方向与电子流的方向相反。因此,用常规电流来描述,一个正向基极电压与输入电流导致一个从集电极到发射极的正电流 I。

① 原英文版中无图 4.44。为与原版图书保持一致,在此未更改图的序号——编者注。

理论

图4.47显示了双极性晶体管的一个典型的特性曲线。这个特征曲线描述了基极电流 I_B 和发射极到集电极的电压 V_{EC}对发射极电流 I_E 或集电极电流 I_C 的影响(正如即将看到的那样,实际上 I_C 和 I_E 是相等的)。

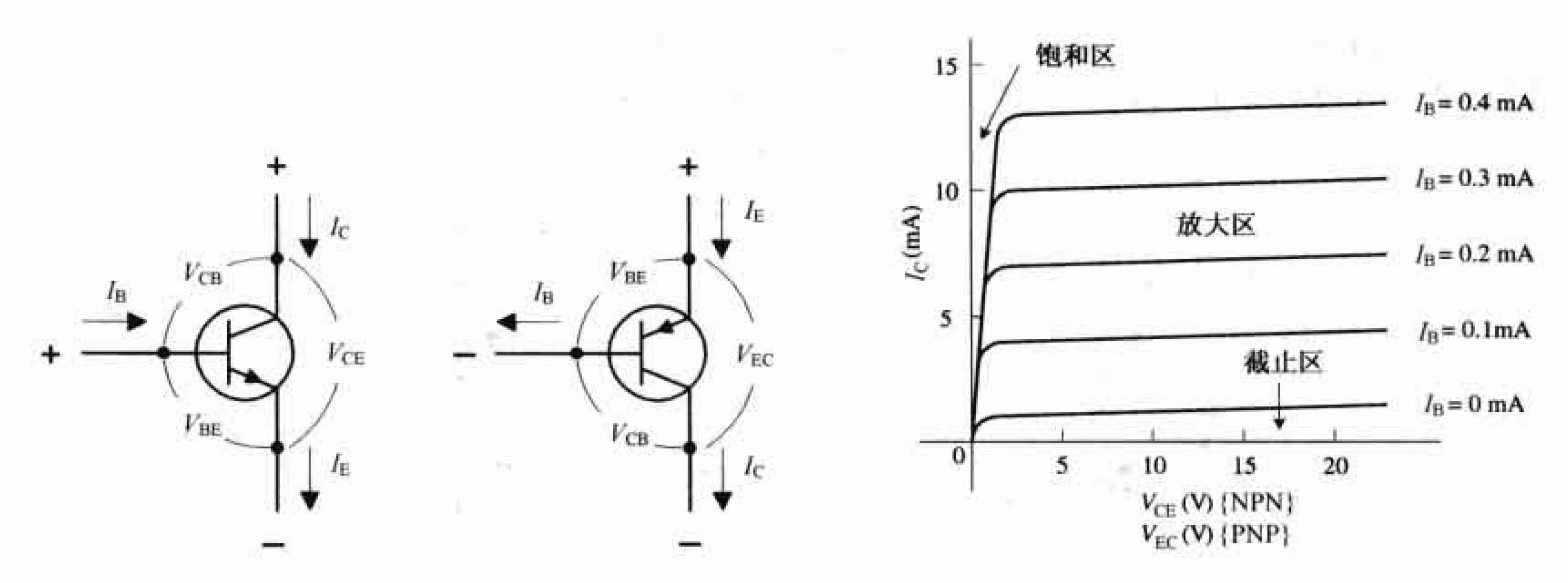


图4.47 双极型晶体管及典型特性曲线

用来描述晶体管工作的一些重要术语有:饱和区,截止区,放大/区,偏置和静态工作点(Q 点)。饱和区指晶体管的一个工作区间,工作在饱和区时,集电极电流达到最大,晶体管很像一个从集电极到发射极闭合的开关。截止区指输出特性曲线中靠近电压轴的一个工作区间,工作在截止区时晶体管像一个断开的开关——在这种工作状态下只有一个很小的泄漏电流流过。放大区描述的是晶体管在饱和区的右边截止区上边的工作状态/区间,工作在放大区时,端子电流(I_B,I_C,I_E)之间存在一个近似的线性关系。偏置指为使晶体管在放大工作状态下达到所需的工作点所加的特定端电压和电流,称为静态工作点或Q 点。

公式

描述双极性晶体管工作状态(在放大区)的基本公式为

$$I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B$$

几个重要定理

定理1:对于一个 NPN 型晶体管,无论基极电压多大,集电极电压 V_C 必须比发射极电压 V_E 大零点几伏,否则,电流将不能通过集电极与发射极。而对于 PNP 型晶体管,发射极电压必须比集电极电压大零点几伏。

定理2:对于一个 NPN 型晶体管,基极和发射极之间有一个0.6 V 的压降。而对于 PNP 型晶体管,基极和发射极之间有一个0.6 V 的电压升。在操作上这将意味着对于 NPN 型晶体管,基极电压 V_B 要比发射极电压 V_E 至少高0.6 V;否则,晶体管将不能通过集电极-发射极电流。对于 PNP 型晶体管,V_B 比 V_E 至少小0.6 V,否则,它将不能通过发射极-集电极电流。

这里 I_B 是基极电流,I_C 是集电极电流,h_{FE}(也可以记为 β)是电流增益。每个晶体管都有它自己独有的 h_{FE}。晶体管的 h_{FE}通常为一常数,典型值在 10~500之间,但是它可能随着环境温度和集电极到发射极之间的电压的不同而稍有变化(晶体管的 h_{FE}在参数表中给出)。电流增益规则的一个简单解释是:比如使用一个 h_{FE}为100的双极型晶体管,在基极注入1 mA 的电流,集电极电流将为100 mA。现在,特别值得注意的是电流增益规则只有在定理1和定理2成立时才适用,也就是假定晶体管工作在放大区。而且对于流过晶体管的电流和加在晶体管上电压的大小也有限制。在本章的后面部分将讨论这些限制(参见图4.48)。

现在,如果运用基尔霍夫电流定律(电流方向如图 4.48 所示),将得到发射极、集电极和基极电流之间关系的表达式:

$$I_E = I_C + I_B$$

如果把电流增益公式代入此式,将得到一个发射极电流与基极电流的关系式:

$$I_E = (h_{FE} + 1)I_B$$

正如你所见到的,这个公式与电流增益公式($I_C = h_{FE}I_B$)非常接近,只是多了"+1"项。实际上当一个 h_{FE} 相当大时"+1"可以忽略(大部分情况都满足)。这样就得出下面的近似式:

$$I_E \approx I_C$$

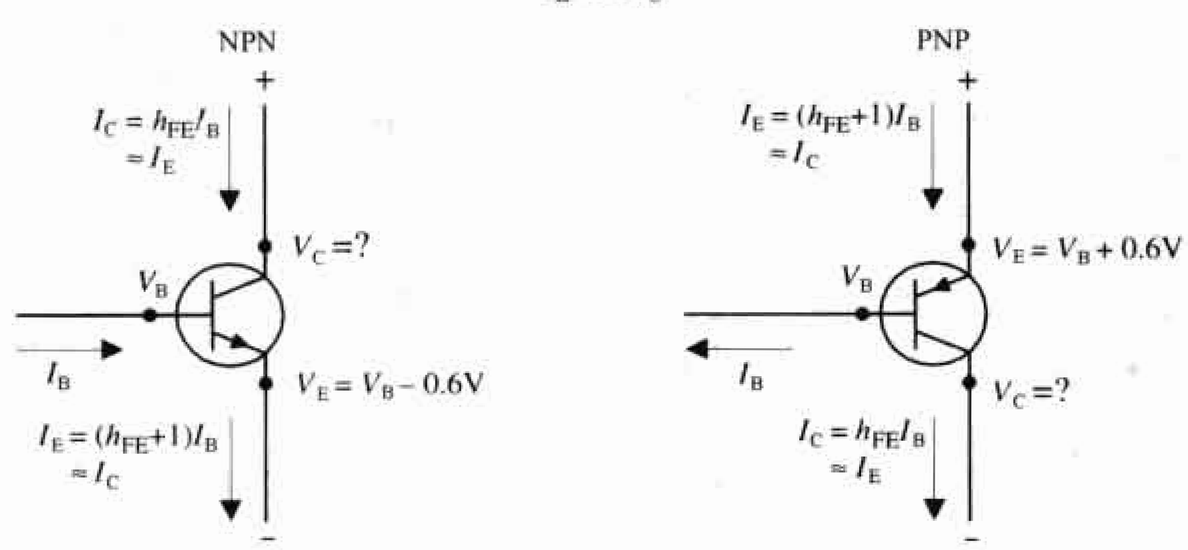


图 4.48 运用基尔霍夫电流定律

最后,下面的等式为定理 2 的数学表达式。

$$V_{BE} = V_B - V_E = +0.6\text{ V (NPN)}$$
$$V_{BE} = V_B - V_E = -0.6\text{ V (PNP)}$$

图 4.48 展示出各端子电流和电压之间的关系。在图中,我们注意到集电极电压旁边打了个问号。依据它产生的原因,V_C 的值不能由上面的公式确定。V_C' 的值依赖于与它相连的电路网络。例如在图 4.49 所示的电路图中,为了求集电极的电压就必须先算出电阻上的电压降。应用欧姆定律和电流增益公式,就能计算出 V_C。

注意到这些公式是在理想状态下成立的很重要。在实际中用这些公式很可能得出不真实的结果。例如,当电流和电压不在所提供的特征曲线范围之内时就会出错。如果你盲目应用这些公式,不考虑工作特性,将得到一些实际上是不可能的错误结果。

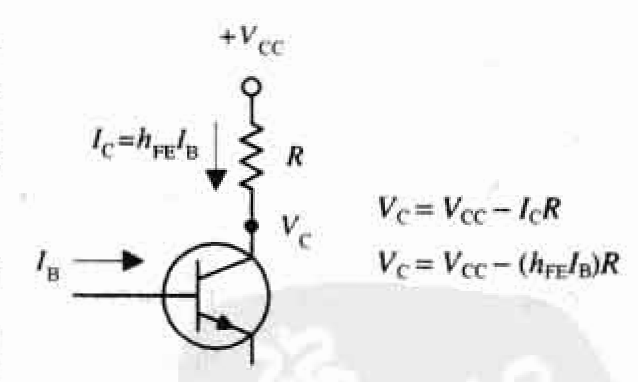


图 4.49 应用欧姆定律和电流增益公式

双极型晶体管理论中最后一个要注意的是称为跨阻的 r_{tr}。跨阻呈现为一个小电阻,它反映了晶体管发射结的固有特性。有两个因素决定着晶体管的跨阻:温度和发射极电流。下面这个公式给出了 r_{tr} 的近似值 $r_{tr} \approx \dfrac{0.026\text{ V}}{I_E}$。

在很多情况下,r_{tr} 是无关紧要的(通常在 1000 Ω 以下),不会对整个电路的工作状况产生较大的影响。然而,在某些特定类型的电路中,不能忽略 r_{tr} 的存在。事实上,它的存在可能是影响电路运行的主要因素。本章的后面将密切关注跨阻问题。

这里有两个例题帮助我们理解上述公式的运用。第一个例子是关于 NPN 晶体管的,第二个是关于 PNP 晶体管的。

例 1 在图 4.50 中已给出 $V_{CC} = +20$ V, $V_B = 5.6$ V, $R_1 = 4.7$ kΩ, $R_2 = 3.3$ kΩ 及 $h_{FE} = 100$,求:V_E,I_E,I_B,I_C 和 V_C。

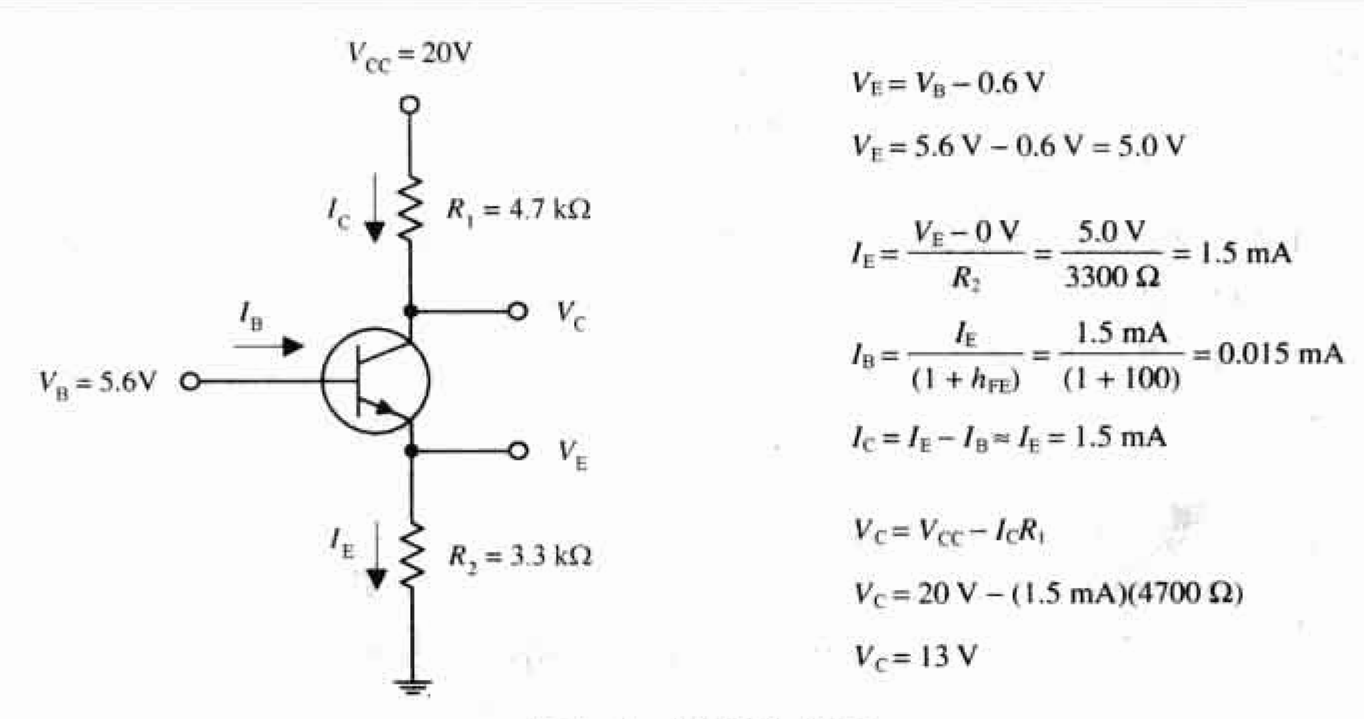


图4.50 例1所示电路

例2 在图4.51中，已给出 $V_{CC} = +10\ V$, $V_B = 8.2\ V$, $R_1 = 560\ k\Omega$, $R_2 = 2.8\ k\Omega$ 及 $h_{FE} = 100$，求：V_E，I_E，I_B，I_C和 V_C。

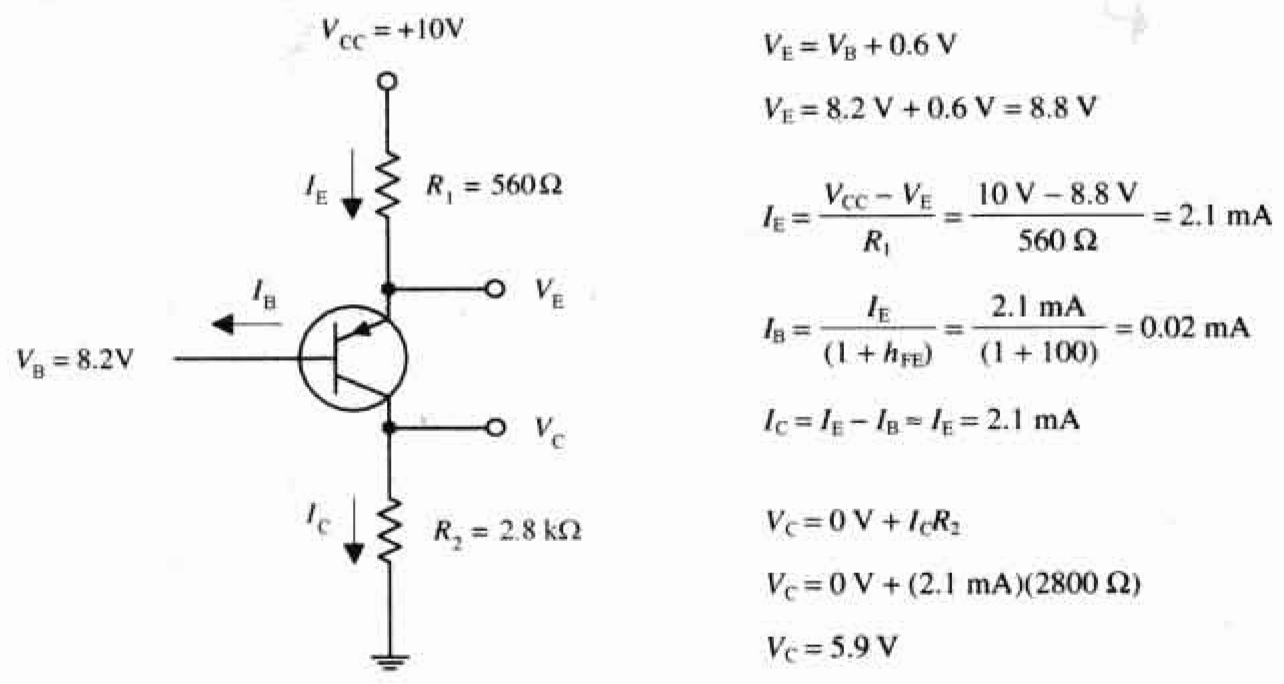


图4.51 例2所示电路

双极型晶体管的水模拟

在图4.52(a)中从左边进入到主设备的较小管道代表 NPN“水晶体管”的基极。垂直管道的上半部分代表“集电极”，下半部分代表“发射极”。在“基极”管道没有压力或水流时(模拟 NPN 晶体管基极处于开路状态)，下方的杠杆臂保持垂直，使得上方的主阀门关闭。这个状态是模拟真实 NPN 双极型晶体管的截止状态。在这个水模拟中，当一个小水流或压力加到“基极”管道时，垂直杠杆被水流推开并逆时针旋转。当这个杠杆臂旋转时，上方的主阀门根据下方杠杆的旋转角度被允许跟着旋转一定的角度。在这种情况下，倘若有足够大压力克服弹簧的关门压力，水就能够从“集电极”管道流向“发射极”管道。这个弹簧压力模拟的是为让“集电极”到“发射极”导通电流所需的0.6 V 偏置电压。注意在这个模拟中，小的“基极”水流与“集电极”水流汇合一起流向“发射极”。

在图4.52(b)中要注意的主要特点是在“基极”施加较小的压力以使 PNP“水晶体管”开启。通过让水流流出“基极”管道，控制杠杆移动，允许“发射极”到“集电极”的阀门打开。打开的程度随着控制杠杆的旋转角度而发生变化，旋转角度跟从“基极”通道流出水流量相对应。此外，要注意 0.6 V 的偏置弹簧。

基本运用

在图4.53(a)用一个 NPN 晶体管来控制流过灯泡的电流。当开关打向通的位置时，晶体管被适当偏

置,集电极到发射极的通道打开,允许电流从 V_{CC} 经过电灯泡流向地。基极电流可用下式计算:

$$I_B = \frac{V_E + 0.6\text{ V}}{R_1} = \frac{0\text{ V} + 0.6\text{ V}}{R_1}$$

为了求集电极电流,可以用电流增益公式($I_C = h_{FE} I_B$),假设灯泡的电压降不是太大(它不应该使 V_C 下降到 0.6 V + V_E)。当开关打向断的位置时,基极接地,晶体管截止,切断流经灯泡的电流。R_2 应该比较大(例如 10 kΩ),所以流向地的电流非常小。

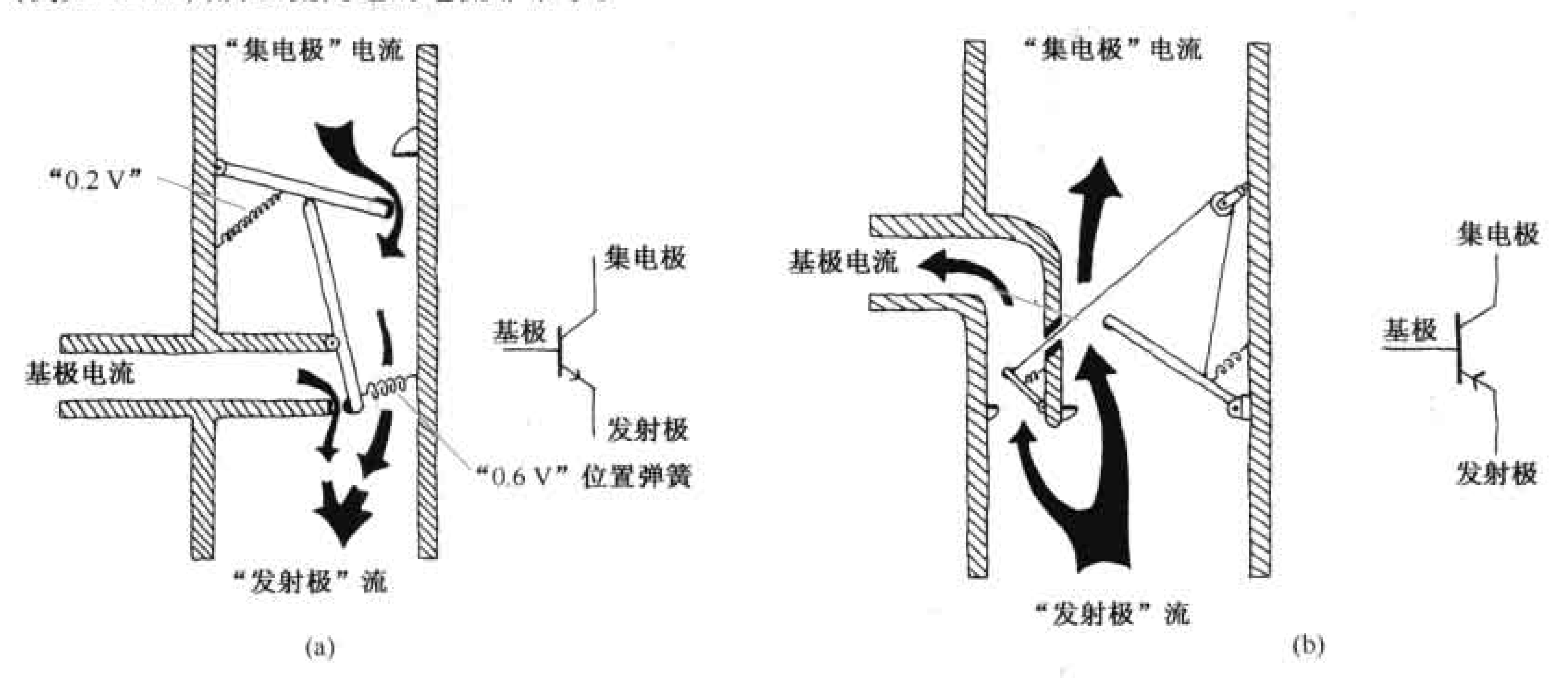


图 4.52 (a) NPN 的水模拟;(b) PNP 的水模拟

在图 4.53(b)所示的 PNP 电路中,所有的事物都反过来;电流从基极流出使得电流从发射极流向集电极。

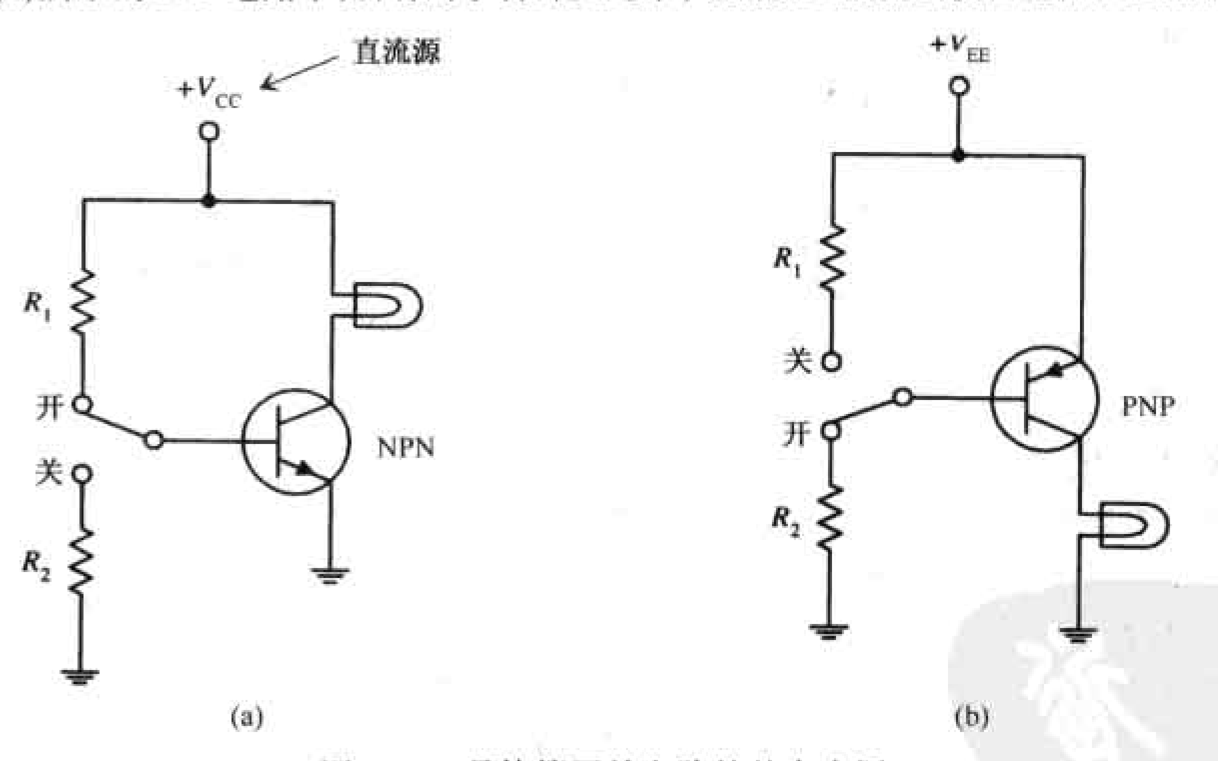


图 4.53 晶体管开关电路的基本应用

图 4.54 所示的电路为用一个 NPN 型晶体管构成一个简单的电流源,通过给基极加一个小的输入电压和电流,来控制一个较大的集电极或负载电流。集电极或负载电流与基极电压之间的关系如下

$$I_C = I_{load} = \frac{V_B - 0.6\text{ V}}{R_E}$$

此表达式的推导如图 4.54 所示。

为设置偏置电流源可以使用一个分压器电路[如图 4.55(a)所示],或者一个稳压二极管稳压器[如图 4.55(b)所示]。在分压器电路中,偏置电压通过 R_1 和 R_2 来设定,而且等于

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

在稳压二极管电路中，偏置电压即稳压二极管的击穿电压，所以

$$V_B = V_{zener}$$

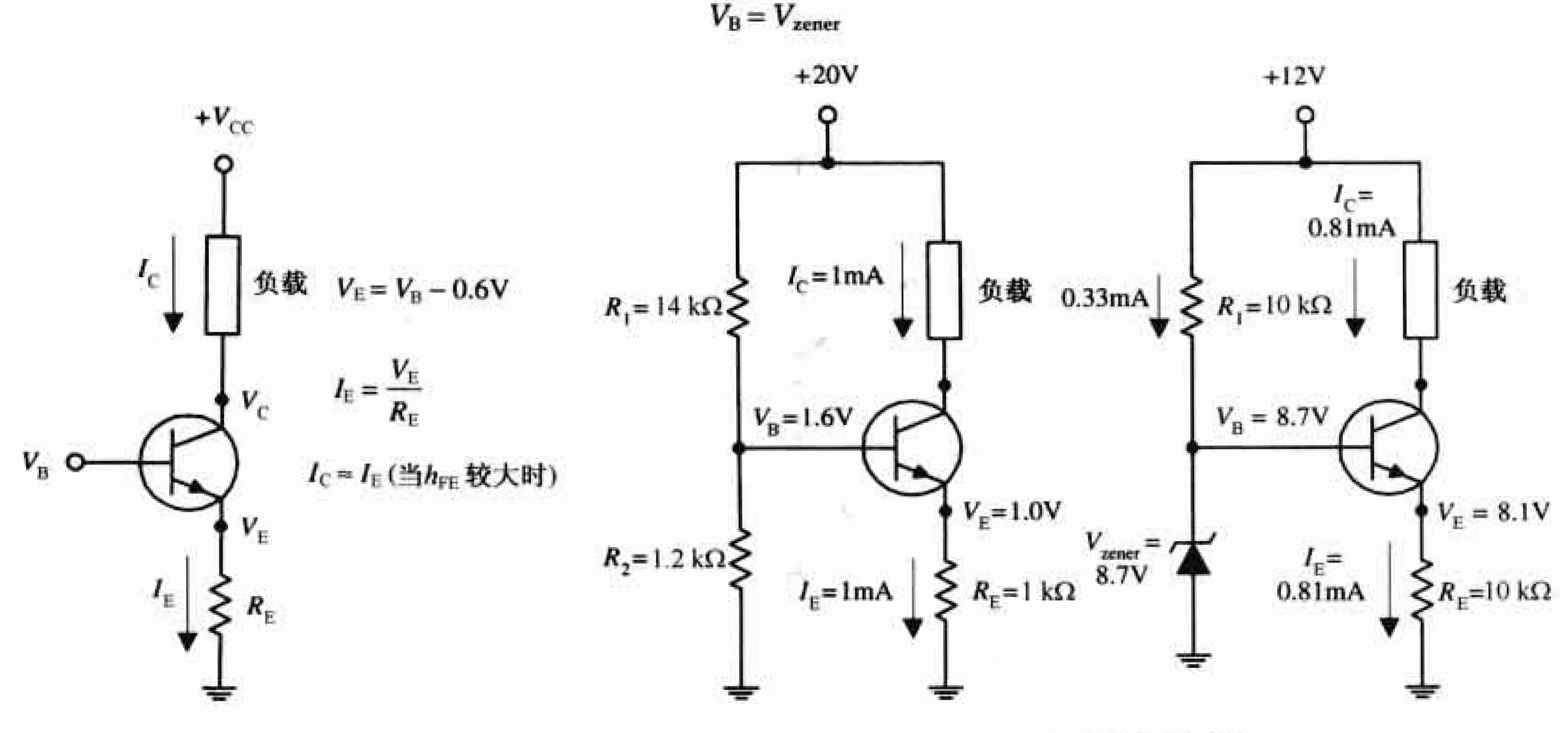


图 4.54 电流源　　　　图 4.55 电流偏置方法

图 4.56 显示的电路称为射极跟随器。在这个电路中，输出电压(由发射极引出)基本上是输入电压的镜像(输出跟随输入)，而输出相对输入有 0.6 V 的压降(这是由基极发射极 PN 结造成的)。而且，当 $V_B \leq V_E + 0.6$ V(在输入信号的负半周时)，晶体管将关断(PN 结是反向偏置的)。这种效果导致了输出波形被削波(如图 4.56 所示)。初一看，射极跟随器没有用处——它没有电压增益。然而，如果仔细地看这个电路，会发现电路的输入阻抗远大于它的输出阻抗，或者更精确地说，它的输出电流(I_E)远大于输入电流(I_B)。换句话说，射极跟随器具有电流增益，这是一个和电压增益同样重要的特性。这意味着与信号源直接驱动负载相比较，此电路从信号源需求(加在 V_{in})的电能更少。利用晶体管增益公式和用欧姆定律，输入电阻和输出电阻为

$$R_{in} = h_{FE} R_{load}$$

$$R_{out} = \frac{R_{source}}{h_{FE}}$$

射极跟随(共集电极)放大器

图 4.57 显示的电路称为共集电极放大电路，具有电流增益但没有电压增益。它利用了电压跟随器的结构，但是经过改进以避免在负半周输入时被箝死。分压器(R_1 和 R_2)用来给输入信号(通过电容后以的)一个正的直流电位或工作点(称为静态工作点)。输入和输出电容器的使用，使得交流信号的输入输出不影响直流工作点。如你所见，电容器也被用做滤波器元件。

在图 4.57 中，已有一个电压源 V_{CC} = 10 V，一个晶体管 h_{FE} 为 100，设计一个共集电极放大器来驱动一个 f_{3dB} 的负载，要求截止频率为 100 Hz

1. 确定一个静态电流 $I_Q = I_C$。在此，选 $I_Q = 1$ mA。

2. 接着，为了在没有失真的情况下输出在尽可能大的范围内对称，选择 $V_E = \frac{1}{2} V_{CC}$，在这种情况下为 5 V。要使 $V_E = 5$ V 而且仍然要求 $I_Q = 1$ mA，使用 R_E，它的值可以通过欧姆定律得到

$$R_E = \frac{\frac{1}{2}V_{CC}}{I_Q} = \frac{5\text{V}}{1\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$$

3. 然后，为了满足静态条件使 $V_B = V_{EE} + 0.6\ V$(匹配 V_{EE}避免失真)。要设定基极电压，可以使用分压器(R_1 和 R_2)。R_1 和 R_2 的比率可以通过将分压器的关系式重新整理并代入 $V_B = V_{EE} + 0.6\ V$。

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_B}{V_{CC} - V_B} = \frac{V_E + 0.6V}{V_{CC} - (V_E + 0.6V)}$$

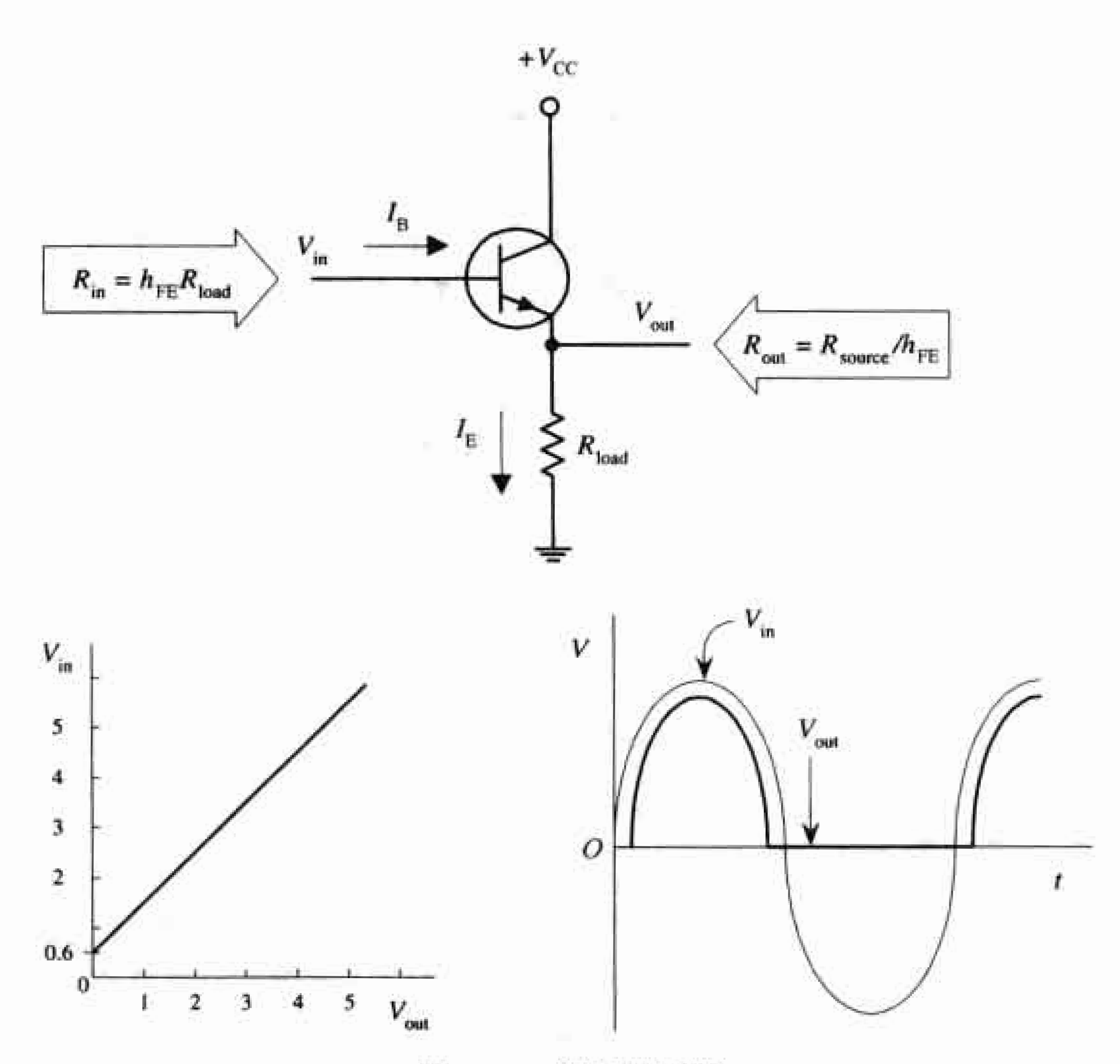


图 4.56 射极跟随器

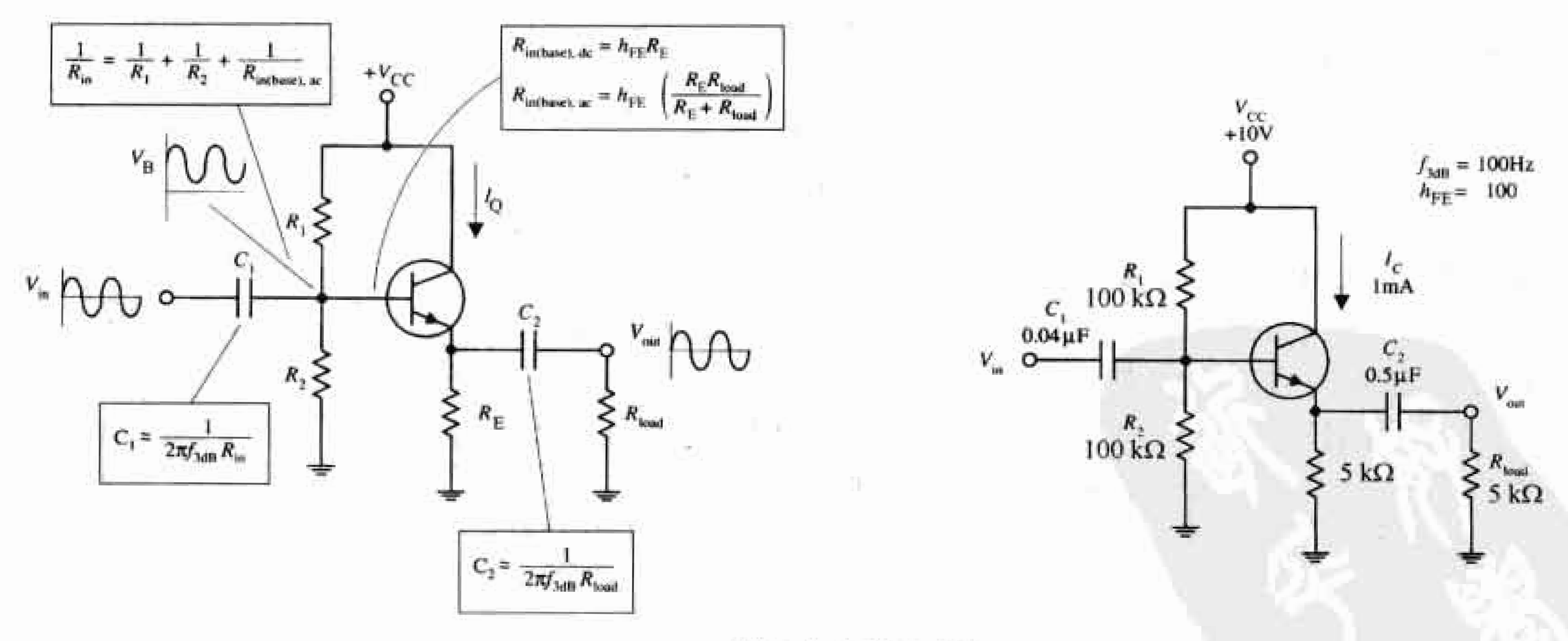


图 4.57 共集电极放大电路

幸运的是，可以做一个简单的近似，并假设 $R_1 = R_2$。这个近似忽略了 0.6 V 的压降，但误差并不明显。R_2 和 R_1 的实际阻值应满足使它们的并联电阻要小于或等于晶体管的直流(静态)输入电阻的 1/10(这样可以防止分压器的输出电压在接负载时下降)：

$$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} \leqslant \frac{1}{10} R_{\text{in(base),dc}}$$

$$\frac{R}{2} \leqslant \frac{1}{10} R_{\text{in(base),dc}} \qquad \text{（利用近似 } R = R_1 = R_2\text{）}$$

在这里 $R_{\text{in(base),dc}} = h_{FE}R_E$，在本例中 $R_{\text{in(base),dc}} = 100 \times 5\ \text{k}\Omega = 500\ \text{k}\Omega$。运用上面的近似，计算出 R_1 和 R_2 的值各为 100 kΩ（在这里，不用担心交流耦合负载；因为我们假设了静态设置条件，它不会影响分压器；C_2 可以看做为开路，所以去除了负载的存在）。

4. 接下来，选择交流耦合电容器来阻断直流电平和其他不需要的频率信号。C_1 与 R_{in} 构成了一个高通滤波器（参见图 4.57）。为了求 R_{in} 将分压器和 $R_{\text{in(base),ac}}$ 看做并联电阻：

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{\text{in(base),ac}}}$$

注意到用到 $R_{\text{in(base),ac}}$，而不是 $R_{\text{in(base),dc}}$，这是因为当变化的信号输入时，不能再认为负载不存在，电容器开始通过一个交变电流。这意味着你必须将 R_{load} 和 $R_{\text{in(base),ac}}$ 并联后乘以 h_{FE} 来求出 $R_{\text{in(base),ac}}$：

$$R_{\text{in(base),ac}} = h_{FE}\left(\frac{R_ER_{load}}{R_E+R_{load}}\right) = 100 \times \left[\frac{5\ \text{k}\Omega(3\ \text{k}\Omega)}{5\ \text{k}\Omega + 3\ \text{k}\Omega}\right] = 190\ \text{k}\Omega$$

现在可以求 R_{in}

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{100\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{100\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{190\ \text{k}\Omega}$$

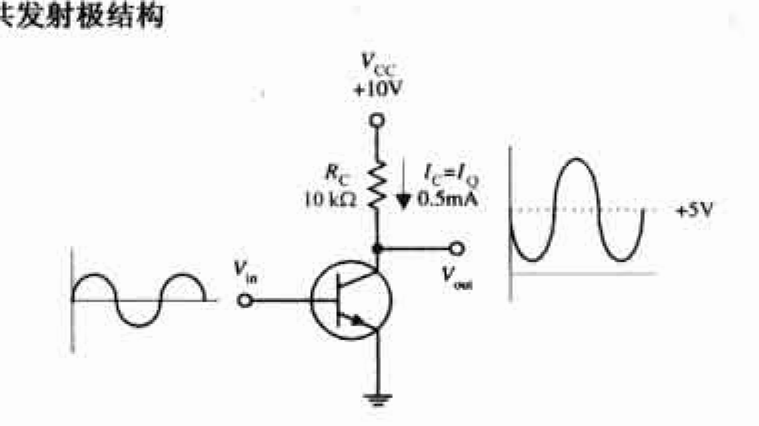
$$R_{in} = 40\ \text{k}\Omega$$

一旦求出 R_{in}，就可以选择 C_1 来设定 f_{3dB} 点（C_1 和 R_{in} 形成高通滤波器）。而 f_{3dB} 点可用以下的公式求得：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}R_{in}} = \frac{1}{2\pi(100\ \text{Hz})(40\ \text{k}\Omega)} = 0.04\ \mu\text{F}$$

C_2 与负载构成高通滤波器，可以求出

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB}R_{load}} = \frac{1}{2\pi(100\ \text{Hz})(3\ \text{k}\Omega)} = 0.5\ \mu\text{F}$$



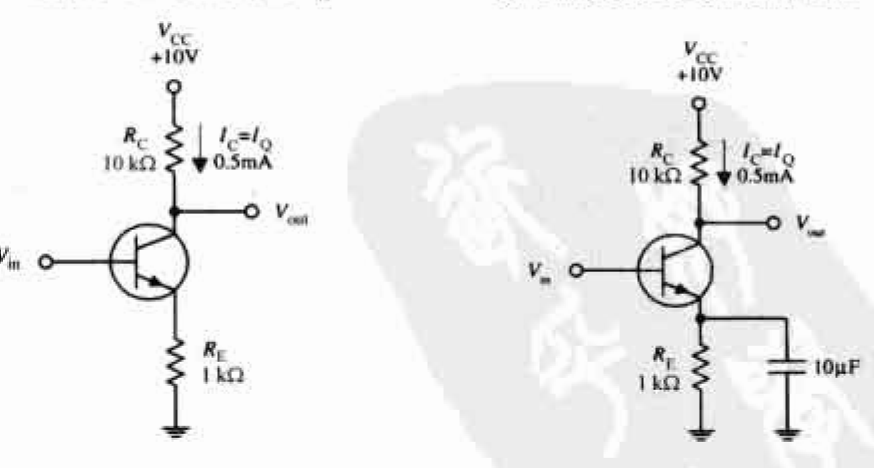


图 4.58　共发射极结构

共发射极结构

图 4.58 所示的晶体管电路的结构称为共发射极结构。与射极跟随器不同，共发射极放大电路具有电压增益。要了解电路是如何工作的，首先要确定无波形失真的最大动态范围，设定 $V_C = \frac{1}{2}V_{CC}$。与射极跟随器一样，从选择一个静态电流 I_Q 开始。利用 R_C 在所需的 I_Q 下设定 $V_C = \frac{1}{2}V_{CC}$，则 R_C 可通过欧姆定律得到：

$$R_C = \frac{V_{CC}-V_C}{I_C} = \frac{V_{CC}-½V_{CC}}{I_Q} = \frac{½V_{CC}}{I_Q}$$

例如,如果 V_{CC}是 10 V 而且 I_Q是 0.5 mA,R_C则是 10 kΩ。这个电路的增益可以通过公式 $\Delta V_E = \Delta V_B$(这里的 Δ 是指微小的变化)求得。射极电流可通过欧姆定律得到:

$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_E}{R_E} = \frac{\Delta V_B}{R_E} \approx \Delta I_C$$

利用 $V_C = V_{CC} - I_C R_C$,则可以得到最终的表达式

$$\Delta V_C = -\Delta I_C R_C = -\frac{\Delta V_B}{R_E} R_C$$

既然 V_C是 V_{out},并且 V_B是 V_{in},增益为

$$增益 = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_B} = -\frac{R_C}{R_E}$$

但是 R_E多大呢? 根据电路,这里没有射极电阻。如果应用增益公式,会出现 $R_E = 0\ \Omega$,导致增益无限大。然而,根据前面所讲到的那样,双极型晶体管的发射结有一个电阻(小的内阻),它的近似公式为

$$r_{tr} \approx \frac{0.026\,\text{V}}{I_E}$$

应用该式,选取 $I_Q = 0.5\ \text{mA} = I_C \approx I_F$,增益公式中的 R_E(或者是 r_{tr})为 52 Ω。这意味着增益等于

$$增益 = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{R_C}{r_{tr}} = -\frac{10\ \text{k}\Omega}{52\ \Omega} = -192$$

注意:增益是负的(输出是反向的)。这个结果事实上导致 V_{in}增加,I_C 增加,而 V_C(V_{out})减小(根据欧姆定律)。现在,这个电路还有一个问题。r_{tr}很不稳定,而事实上它使增益不稳定。r_{tr}的不稳定是由于温度引起的。当温度上升时,V_E 和 I_C 增加,V_{BE}减小,但是 V_B 保持不变。这意味着偏置电压范围减小,实际上是趋于关断晶体管"阀门"。要消除这种因素,一个射极电阻有必要连接到射极与地线之间。把 R_E 和 r_{tr}当成串联电阻,则增益变成为:

$$增益 = \frac{R_C}{R_E + r_{tr}}$$

通过增加 R_E,分母的变化减小了,所以,增益的变量也减小了。实际上,选择 R_E 应使 V_E 在 1 V 左右(考虑到温度的稳定性和最大输出动态范围)。应用欧姆定律,选择 $R_E = V_E/I_E = V_E/I_Q = 1\ \text{V}/1\ \text{mA} = 1\ \text{k}\Omega$。美中不足的是,当 R_E 加入到电路中使增益减小了。然而,有一个窍门可以用来消除电压增益的减小,而同时维持温度的稳定性。如果给电阻 R_E 并联一个电容,当高频信号输入时,可以让 R_E"消失"(回忆电容的特性在直流时相当于开路,但在交流时变为小阻抗)。在增益表达式中,R_E 的阻抗趋于零,因为电流通过电容到地,仅有电阻 r_{tr}留在增益方程中。

共发射极放大器

图 4.59 显示的电路是一个共发射极放大器。与共集电极放大器不同,这个共发射极放大器提供电压增益。这个放大器利用共发射极结构,并且经改进允许交流信号耦合。要了解放大器是如何工作的,我们看下面的例子。

设计一个共发射极放大器,使其电压增益为 - 100,f_{3dB}为 100 Hz,静态电流 $I_Q = 1$ mA,已知 $h_{FE} = 100$和 $V_{CC} = 20$ V:

1. 考虑到要求输出对称幅值尽可能大,选择 R_C 使 V_{out}(或 V_C)为$\frac{1}{2}V_{CC}$。在这个例子里,这意味着 V_C 应该被定为 10 V。应用欧姆定律,求出 R_C:

$$R_C = -\frac{V_C - V_{CC}}{I_C} = -\frac{0.5V_{CC} - V_{CC}}{I_Q} = \frac{10\text{V}}{1\ \text{mA}} = 10\ \text{k}\Omega$$

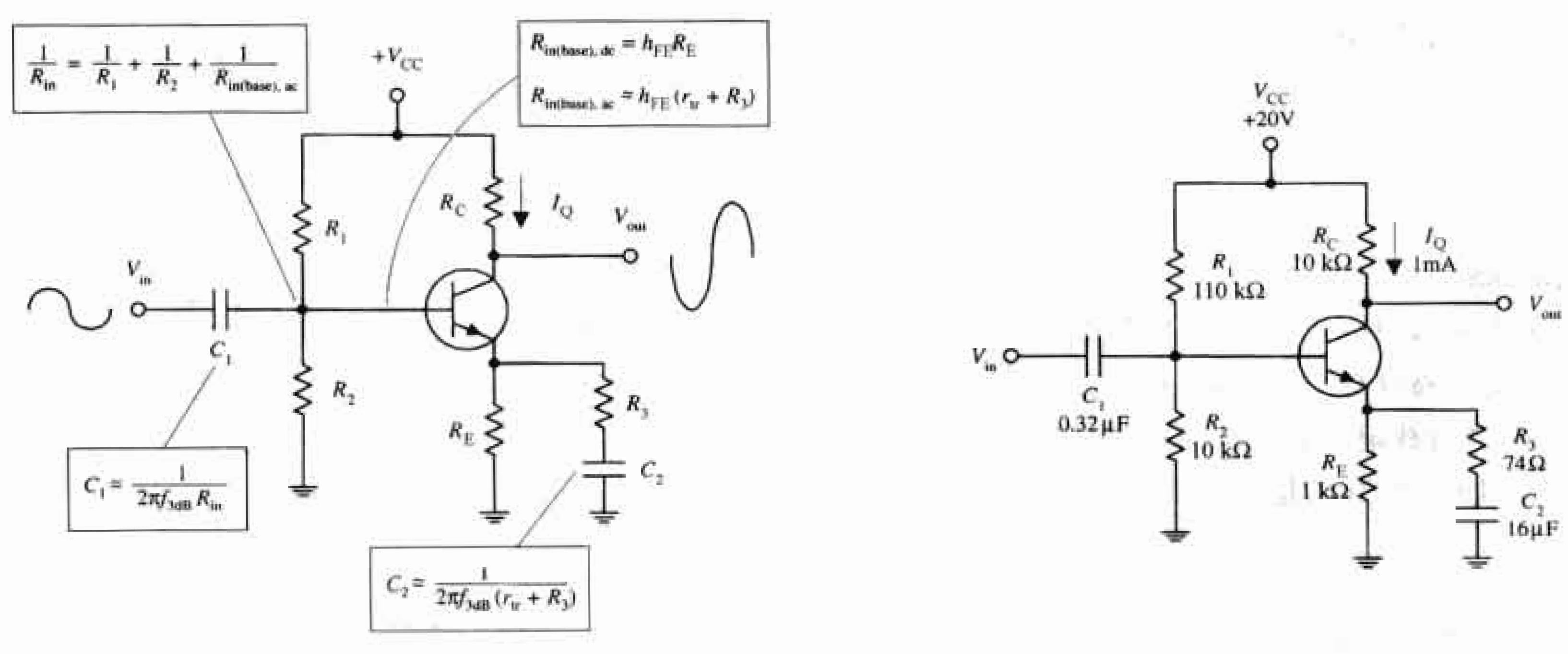


图 4.59 共发射极放大器

2. 接着考虑到温度稳定性，选择 R_E 使 $V_E = 1$ V。利用欧姆定律，代入 $I_Q = I_E = 1$ mA，可求出 $R_E = V_E/I_E =$ 1 V/1 mA = 1 kΩ。

3. 现在，选择 R_1 和 R_2 用分压器来设定静止的基极电压 $V_B = V_E + 0.6$ V，或 1.6 V。为了找到 R_1 和 R_2 的合适比率，应用分压器的关系式：

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_B}{V_{CC} - V_B} = \frac{1.6\,\text{V}}{20\,\text{V} - 1.6\,\text{V}} = \frac{1}{11.5}$$

这意味着 $R_1 = 11.5R_2$。可以用与共集电极放大器中相似的方法求出这些电阻的值；它们的并联电阻应该小于或者等于$\frac{1}{10}R_{in(base),dc}$

$$\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \leqslant \frac{1}{10}R_{in(base),dc}$$

将 $R_1 = 11.5R_2$ 代入此表达式，并利用 $R_{in(base),dc} = h_{FE}R_E$，求出 $R_2 = 10$ kΩ，即 $R_1 = 115$ kΩ（也就是说：110 kΩ 与 R_1 足够接近）。

4. 接着，为了所需的增益选择 R_3

$$增益 = -\frac{R_C}{r_{tr} + R_E \| R_3} = -100$$

［双直线意味着将 R_E 与（$r_{tr} + R_3$）并联］为了求 r_{tr}，应用表达式 $r_{tr} = 0.026\ \text{V}/I_E = 0.026\ \text{V}/IC =$ 0.026 V/1 mA = 26 Ω。现在可以在加交流信号的情况下去掉 R_E 将增益表达式简化为

$$增益 = -\frac{R_C}{r_{tr} + R_3} = -\frac{10\,\text{k}\Omega}{26\,\Omega + R_3} = -100$$

在式中解出 R_3，$R_3 = 74\ \Omega$。

5. 接下来选择 C_1 来满足频率特性，$C_1 = \frac{1}{2}\pi f_{3dB}R_{in}$。这里，$R_{in}$是分压器电阻与从分压器向左看过去的等效电阻 $R_{in(base),ac}$的并联等效电阻

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{FE}(r_{tr} + R_3)} = \frac{1}{110\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{10\,\text{k}\Omega} + \frac{1}{100\times(26\,\Omega + 74\,\Omega)}$$

解这个方程，可以得到 $R_{in} = 5$ kΩ，这意味着

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(100\,\text{Hz})\times(5\,\text{k}\Omega)} = 0.32\,\mu\text{F}$$

6. 为了选择 C_2,将 C_2 与 $r_{tr}+R_3$ 作为高通滤波器处理(在交流情况下再一次将 R_E 忽略), C_2 由下式给出

$$C_2=\frac{1}{2\pi f_{3dB}(r_{tr}+R_3)}=\frac{1}{2\pi(100\text{ Hz})(26\ \Omega+74\ \Omega)}=16\ \mu\text{F}$$

稳压器

图 4.60 所示的稳压二极管电路可以被用来作为一个简单的稳压器。然而,在很多的应用中,这个简单的稳压器存在一些问题; V_{out} 不能调节到一个精确的值,稳压二极管只能对纹波电压提供适度的保护。而且,当负载阻抗变化时,简单的稳压二极管稳压器的工作特性不是特别好。具有大的额定功率,能够适应大的负载变化的稳压二极管是昂贵的。

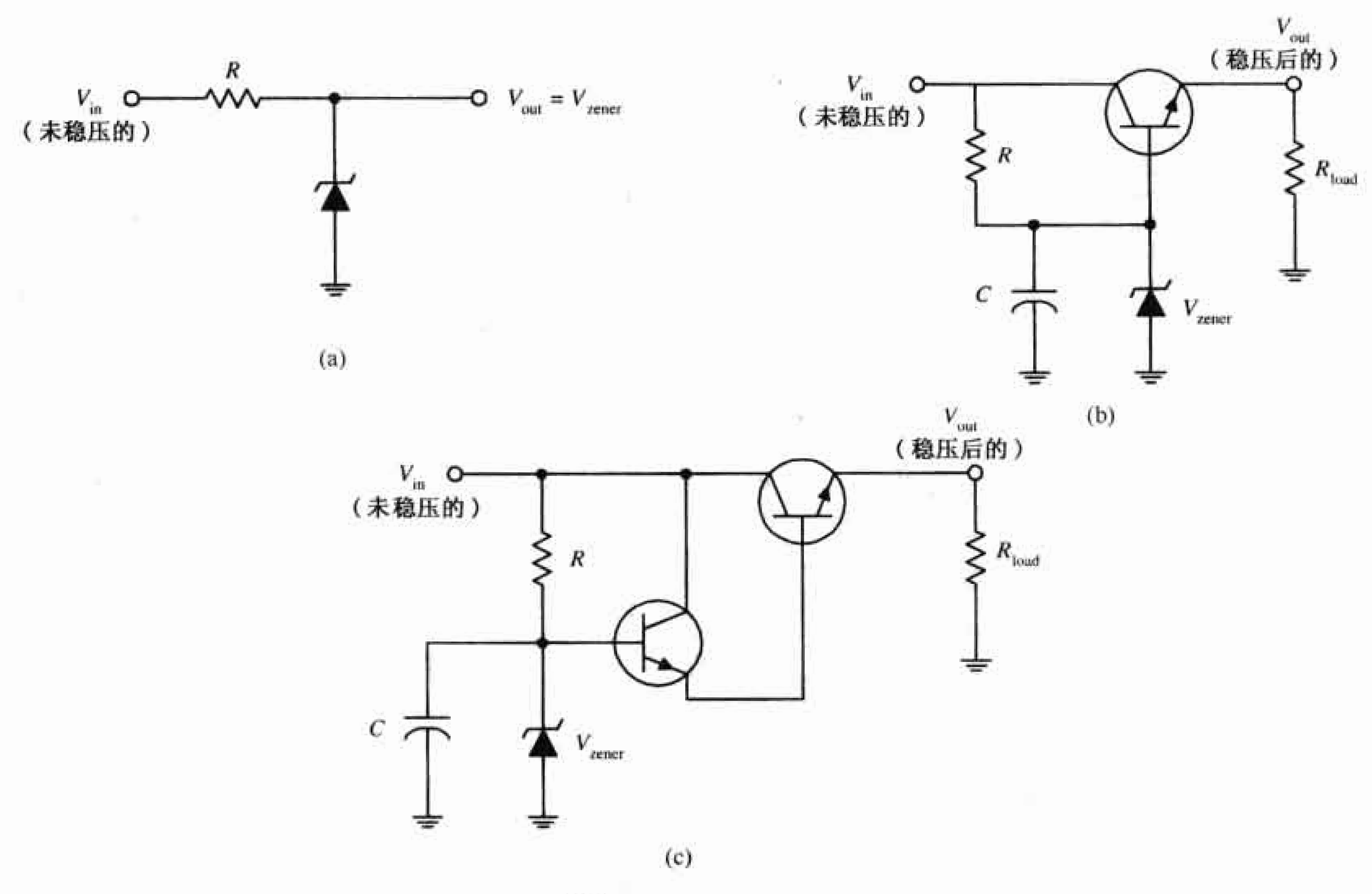


图 4.60 稳压电路

图 4.60(b)所示的电路,与图 4.60(a)所示的电路不同,可以更好地稳压。它可以为变化的负载提供稳压,提供大的输出电流以及在一定程度上具有更高的稳定性。这个电路与前面的电路很相似,除了稳压二极管连接到 NPN 晶体管的基极并用以调节集电极到射极的电流。晶体管被置为射极跟随器结构。这意味着发射极将跟随基极(除了有 0.6 V 的压降)。用稳压二极管稳定基极的电压就稳定了发射极的电压。根据晶体管的原理,基极需要的电流只是集电极到发射极电流的 $1/h_{FE}$。所以,一个小功率的稳压二极管可以稳定晶体管的基极电压,而晶体管可以通过一个可观的电流。所加的电容用来减小稳压二极管的噪声,同时也与用来减小纹波的电阻构成一个 RC 滤波器。

在一些例子中,前面的稳压二极管电路并不能提供足够的基极电流。解决这个问题的一个方法就是添加第二个晶体管,如图 4.60(c)电路所示。增加的晶体管(其基极连接到稳压管)用来放大送到上方晶体管的基极电流。

达林顿管

通过把如图 4.61 所示的两个晶体管连在一起,一个工作电流更大, h_{FE} 更大的等效晶体管电路就形成

了。这个组合的结构就称为达林顿管。该达林顿管的等效 h_{FE} 等于两个晶体管 h_{FE} 值的乘积($h_{FE}=h_{FE1}h_{FE2}$)。达林顿管常用于大电流的应用,并且当有大的输入阻抗要求时应用于放大器的输入级。然而,与单个晶体管不同,达林顿管的响应时间比较缓慢(花费更多的时间用于上部的晶体管驱动下部的晶体管导通或截止),而且具有两倍于单晶体管的基极－发射极电压降(为 1.2 V 而非 0.6 V)。可以买到单个封装的达林顿管。

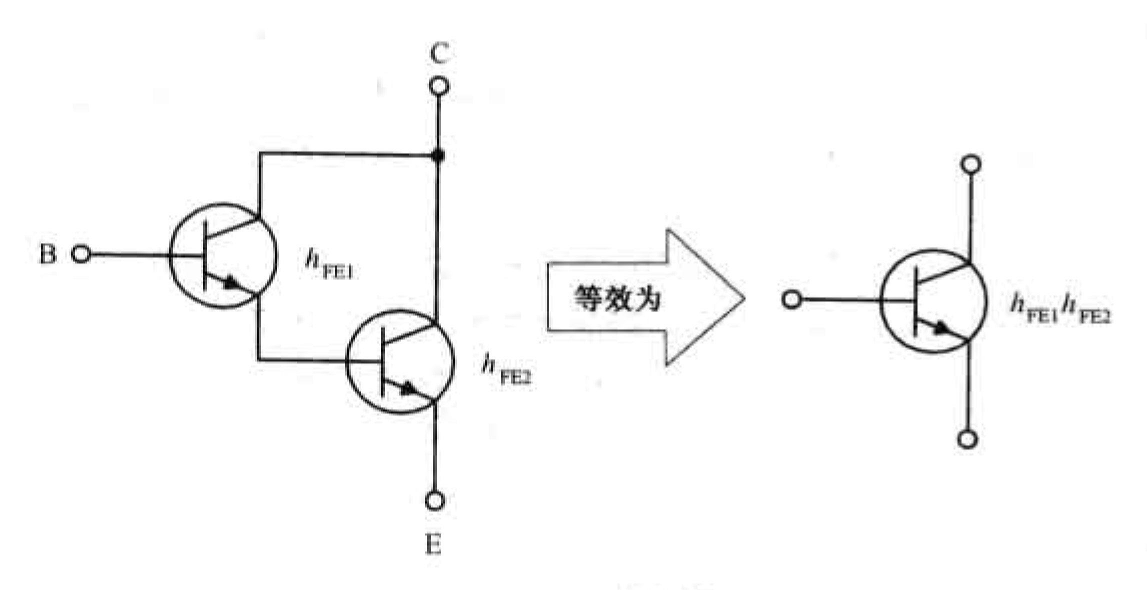


图 4.61　达林顿管

双极型晶体管的种类

图 4.62(a)所示的晶体管常用于放大小的信号,然而也可以被用做开关。h_{FE} 的典型值在 10～500 的范围之间,I_C 的最大值在 80～600 mA 之间,有 NPN 和 PNP 两种形式。最大的工作频率在 1～300 MHz 之间。

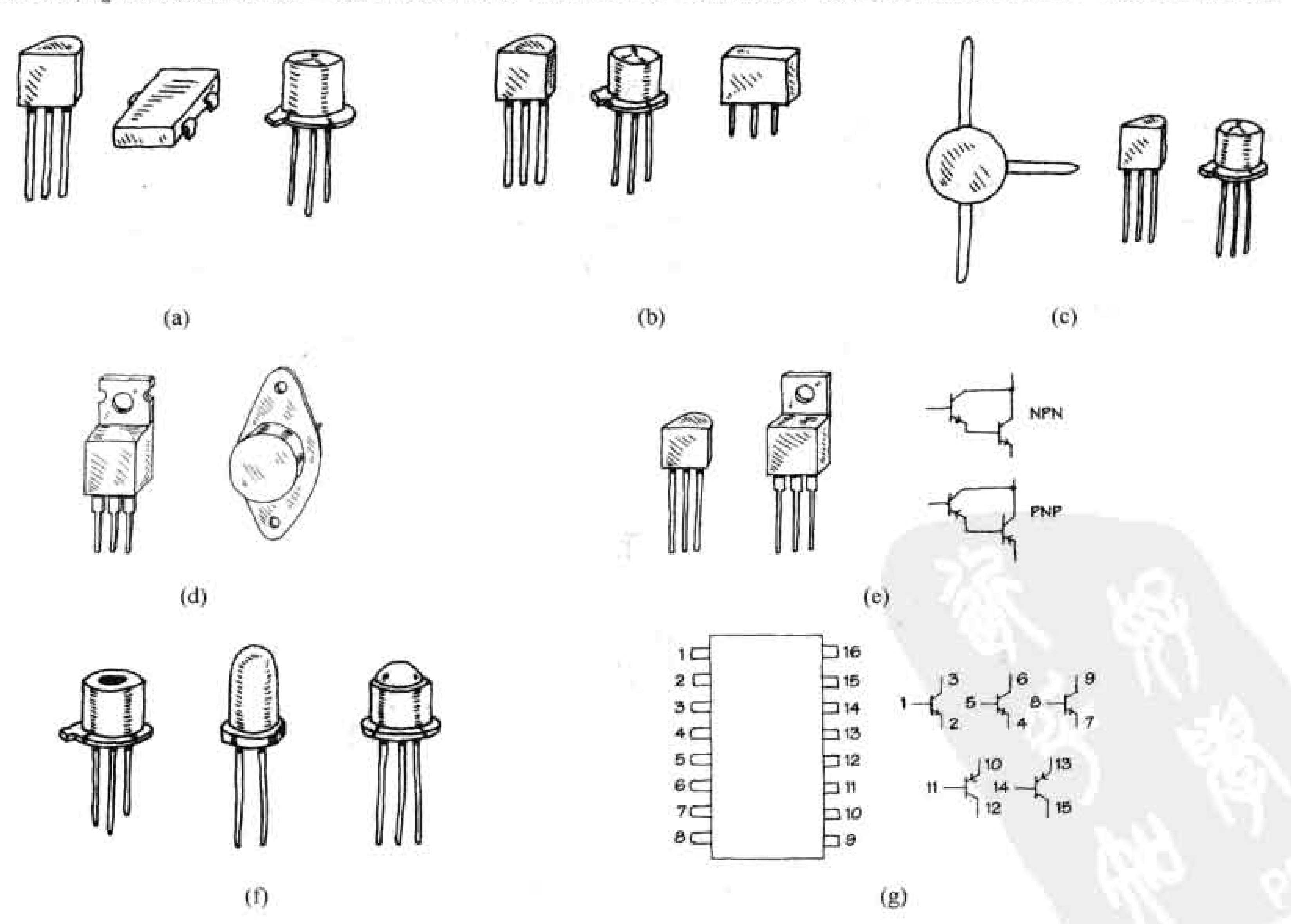


图 4.62　双极型晶体管的种类:(a) 小型放大管;(b) 小型开关管;(c) 高频(RF)管;(d)功率管;(e)达林顿管;(f)光敏晶体管;(g)晶体管组

图 4.62(b)所示的晶体管通常被用做开关,但也可用做放大器。h_{FE}的典型值在 10~200 之间,而 I_C 的的最大值范围在 10~1000 mA 之间。有 NPN 和 PNP 两种形式。最大的开关速率为 10~2000 MHz。

图 4.62(c)所示的晶体管被用于高频小信号及高速开关的应用中。它们的基极区域非常薄,而且实际芯片也非常小。它们被用在 HF,VHF,UHF,CATV,以及 MATV 的放大器和振荡器的应用中。它们的最大频率范围大约 2000 MHz,最大 I_C 电流在 10~600 mA。它们也有 NPN 和 PNP 两种。

图 4.62(d)所示的晶体管被用在大功率放大器和电源中。它的集电极连接到一块金属基板上,金属基板充当一个散热器。典型额定功率的范围大约在 10~300 W,频率范围约为 1~100 MHz。最大 I_C 值在 1~100 A。它们有 NPN 和 PNP 以及达林顿(NPN 或 PNP)等形式。

把两个晶体管做在一起[参见图 4.62(e)]。它们在大电流下提供更高的稳定性。这种器件的等效 h_{FE} 比一个单独的晶体管要大得多,所以允许有更大电流增益。有 NPN 和 PNP 两种达林顿封装。

图 4.62(f)所示的晶体管是一种对光照敏感的双极型晶体管(基极暴露在光照下)。当光线接触到基极区域时,一个基极电流就产生了。对不同的光敏晶体管,光线可能是作为基极的替代者(两端光敏晶体管),也可能是简单地改变这个已经存在的基极电流(三端光敏晶体管)。要得到更详细的信息可以参阅第 5 章。

图 4.62(g)所示的集成电路的封装中包含有多个晶体管。例如,这里所显示的晶体管阵列由三个 NPN 晶体管和两个 PNP 晶体管组成。

关于双极型晶体管的重要事项

晶体管的电流增益并不是一个很可靠的参数。它在同一个型号的晶体管中可以不相同(比如从 5~500 都有可能),而且随着集电极电流、集电极到发射极电压及温度的变化而变化。因为 h_{FE} 是很难预测的,所以我们应该避免构造一个过分依赖 h_{FE} 值的电路。

所有的晶体管都有最大集电极电流额定值($I_{C,max}$),最大集电极到基极(BV_{CBO}),集电极到发射极(BV_{CEO})和发射极到基极(V_{EBO})的击穿电压,以及最大集电极耗散功率额定值(P_D)。如果超过了这些额定值,晶体管就可能被损坏。防止 BV_{EB} 保护晶体管的一个方法是在发射极到基极之间安放一个二极管,如图 4.63(a)所示。一旦发射极比基极的电位更高时(比如发射极为地的电位而基极的输入为负值时),这个二极管阻止了发射极到基极的导通。当基极电压变得比集电极电压大得多的时候,要避免超过 BV_{CBO},用一个和集电极相串联的二极管[参见图 4.63(b)]来阻止集电极到基极之间的导通。要阻止超过 BV_{CEO},如果集电极接一个电感性负载时这可能会是个问题,用一个二极管和负载并联[参见图 4.63(c)]时,二极管就会在由电感性负载产生的电压峰值达到击穿电压之前导通。

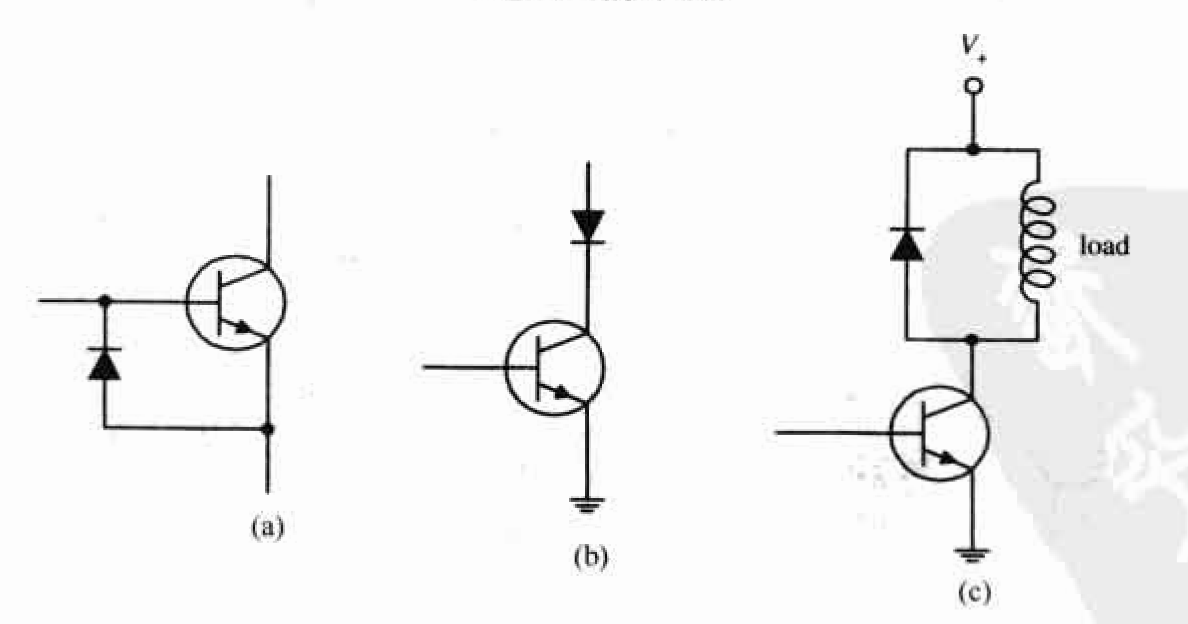


图 4.63 晶体管的保护

双极型晶体管的引脚

双极型晶体管有不同的封装形式。一些晶体管是塑料外壳;另一些具有金属外壳。当试图区分对应

于基极，发射极和集电极的引脚时，首先看这种晶体管封装是否有引脚图。如果没有提供引脚图，可以使用一个好的参考目录（例如，NTE 的半导体参考目录）。然而，很多情况下，简单的散装开关晶体管没法查寻——它们可能没有标签。而且，那些散件的提供者经常将它们放在一起，它们看起来很相像，但可能具有完全不同的管脚定义，并可能包含 PNP 和 NPN 两种双极型晶体管。如果你期望经常使用晶体管，一定对购买一个具有晶体管测试功能的数字万用表很感兴趣。这些万用表价格不贵而且使用方便，表上有几个类似于面包板所具有的小孔。要测试一个晶体管，把晶体管的管脚插入小孔。简单地按一个按钮，万用表就开始测试晶体管，并显示这个器件是一个 NPN 还是一个 PNP 晶体管，向你提供管脚的名称（例如 "ebc"，"cbe"，等），还会给出晶体管的电流放大倍数 h_{FE}。

应用

在图 4.64 中，一个 NPN 晶体管可以用来控制一个继电器。当晶体管的基极接收到一个控制电压或电流时，这个晶体管会导通，允许电流通过继电器的线圈，并且导致继电器切换状态。二极管用来消除由继电器线圈产生的电压尖峰。选择继电器时额定电压必须合适。

图 4.65 显示的差动放大器可以把两个分别输入的信号进行比较，得到两者的差值，然后去放大这个差值。要理解这个电路是如何工作的，可把两个晶体管看做是相同的，并注意到两个晶体管都是共发射极结构。现在，如果把相同的输入信号加到 V_1 和 V_2 上，每一个晶体管会通过相同的电流。这意味着两个晶体管的集电极电压相同（根据 $V_C = V_{CC} - I_C R_C$）。既然输出端是左边和右边晶体管的集电极电压，则输出电压（电位差）为零。现在，假设加在输入端的信号是不同的，比如说 V_1 比 V_2 大，在这种情况下，流经右侧晶体管的电流就会比左侧晶体管的电流大。这意味着右侧晶体管的 V_C 相对于左侧晶体管的 V_C 会小一些。因为晶体管是共发射极结构的，所以实际的效果会被放大。输入和输出的电压关系通过下面的表达式给出：

$$V_{out} \approx \frac{R_C}{r_{tr}}(V_1 - V_2)$$

重新整理这个等式，你会发现增益等于 R_C/r_{tr}。

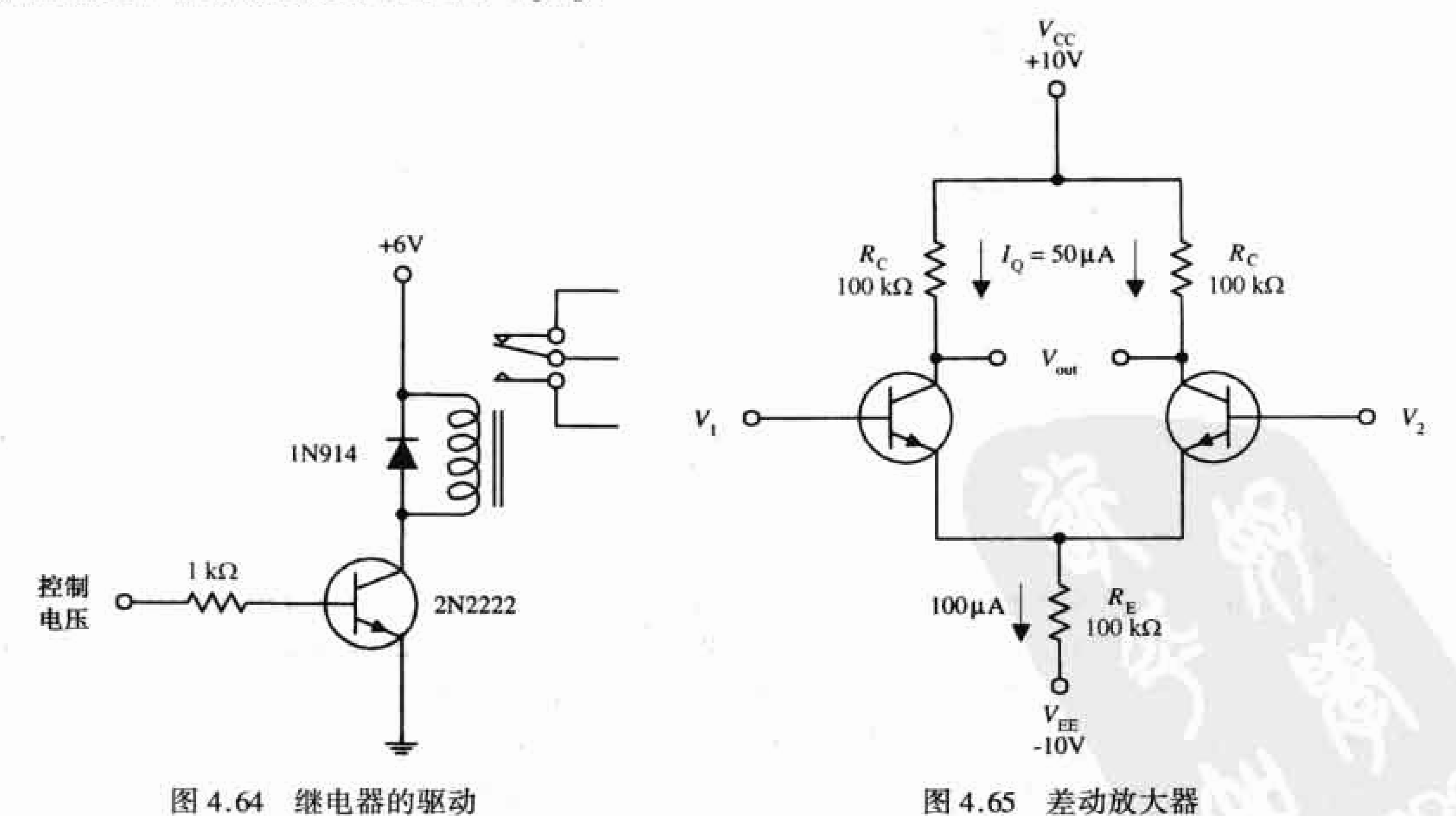


图 4.64 继电器的驱动

图 4.65 差动放大器

通过考察这里所显示的电路了解如何选择电阻值。首先，为了使动态范围最大，选择 R_C 使 V_C 为 $\frac{1}{2}V_{CC}$，或 5 V。同时，必须选择一个静态（无信号输入时的）电流，例如，$I_Q = I_C = 50\ \mu A$。利用欧姆定律

得，$R_C = 10\ V - 5\ V/50\ \mu A = 100\ k\Omega$。选择 R_E使晶体管的发射极(A 点)尽可能接近 0 V。通过 R_E的电流是左右两条支路的 50 μA 电流相加所得到的，总量为 100 μA。现在，应用欧姆定律，$R_E = 0\ V - 10\ V/100\ \mu A = 100\ k\Omega$。接下来，求出电阻。$r_{tr} \approx 0.026\ V/I_E = 0.026\ V/50\ \mu A = 520\ \Omega$。增益等于 100 kΩ/520 Ω = 192。

说到应用方面，差动放大器可以用来提取信号，这个信号已经变得微弱，而且在通过电缆传输时，受到了相当强的噪声污染(差动放大器被放置在接受端)。与滤波电路不同，当噪声的频率和信号的频率不同时，它不能从噪声中只提取一个信号。一个差动放大器提取信号时不要求噪声的频率和信号的频率不同。它唯一的要求是噪声同时存在于两根信号线中。

当涉及到差动放大器时，术语共模抑制比(CMRR)常被用来描述放大器的品质。一个好的差动放大器具有高的 CMRR(理论上无限大)。CMRR 是为了使输出达到相同电压值，为必须同时加在两个输入端(V_1 和 V_2)的电压与必须加的差分($V_1 - V_2$)电压的比率。

互补对称放大器

回想一个 NPN 的射极跟随器在输入信号的负半周时输出波形被剪切(当 $V_B \leqslant V_E + 0.6\ V$ 时，晶体管截止)。同样，一个 PNP 的跟随器也会在正输入波形时输出被剪切。但是现在，如果把一个 NPN 和一个 PNP 晶体管结合在一起，如图 4.66 所示的一样，就得到了一个被叫做推挽跟随器或互补对称放大器。这个放大器可以提供电流增益，而且可以在输入为正半周和负半周时导通。对于 $V_{in} = 0\ V$，两个晶体管都偏置到截止区($I_B = 0$)。对于 $V_{in} > 0\ V$，上方的晶体管导通而且相当于一个射极跟随器，而下方的晶体管截止。对于 $V_{in} < 0\ V$，下方的晶体管导通，而上方的晶体管截止。除了作为一个直流放大器使用外，这个电路也转换功率，因为两个晶体管的工作点都接近于 $I_C = 0$。然而，当 $I_C = 0$ 时，h_{FE} 和 r_{tr}的特性并不是恒定的，所以这个电路对于小信号来说，或者对于接近零交迭点的大信号来说并不是线性的(出现了交越失真)。

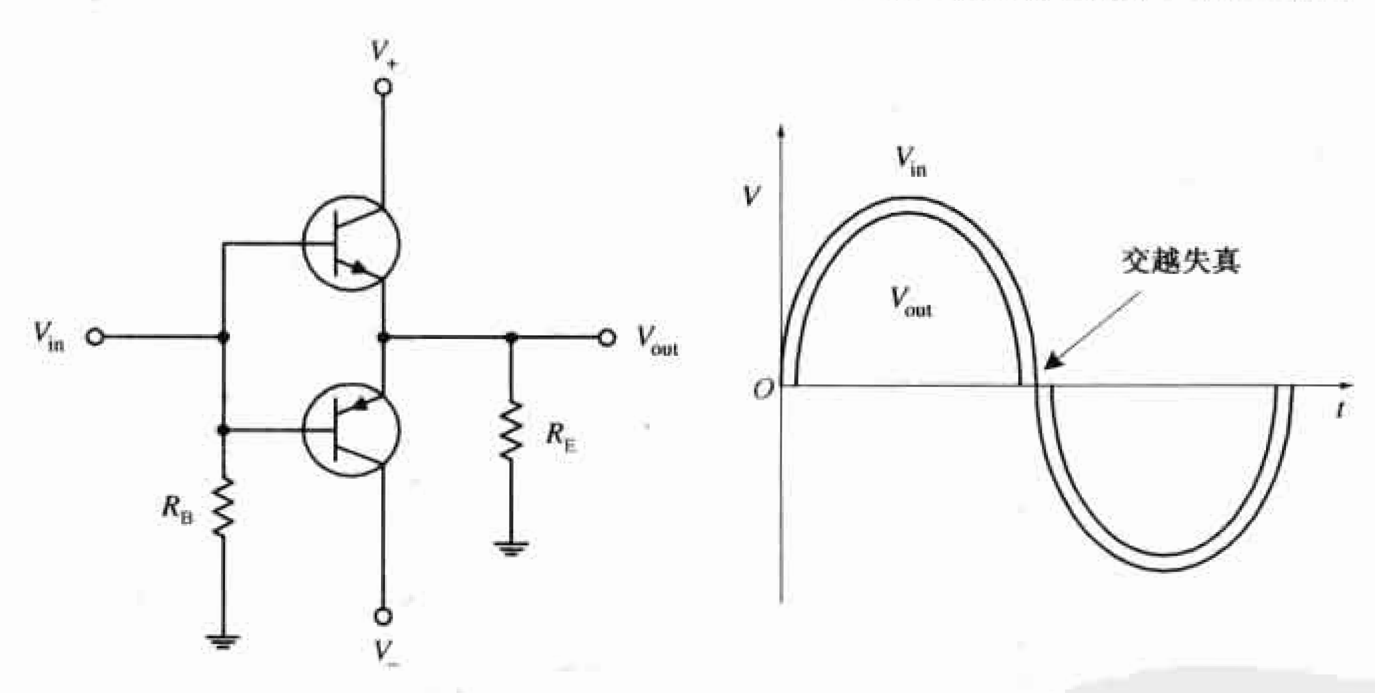


图 4.66　互补对称放大器

电流镜

在图 4.67 中，两个相匹配的 PNP 晶体管可以被用来构成所谓的电流镜。在这个电路中，负载电流是控制电流的镜像，而控制电流就是最左边晶体管的集电极电流。既然相同的偏置电流流出晶体管的基极，那么两个晶体管的集电极到发射极电流应该是相同的。控制电流可以设置，比如说，集电极通过一个电阻接到一个更低的电位。镜像电流也可以由 NPN 晶体管构成。然而，必须把这个电路上下翻一下，用 NPN 晶体管来替换 PNP 晶体管，反转电流方向，然后把电源电压和地相交换。

多路电流源

图 4.67 所示的电路是前面电路的扩充，它被用来向许多不同的负载提供控制电流的镜像电流(同样，考虑到我们在上一个例子中所做的，同样可以用 NPN 晶体管设计一个这样的电路)。注意在控制侧电路中

的额外晶体管。这个晶体管的加入是为了帮助防止一个饱和的晶体管(例如当它的负载被拿掉)从公共的基极窃取电流,因而减少了其他管子的输出电流。

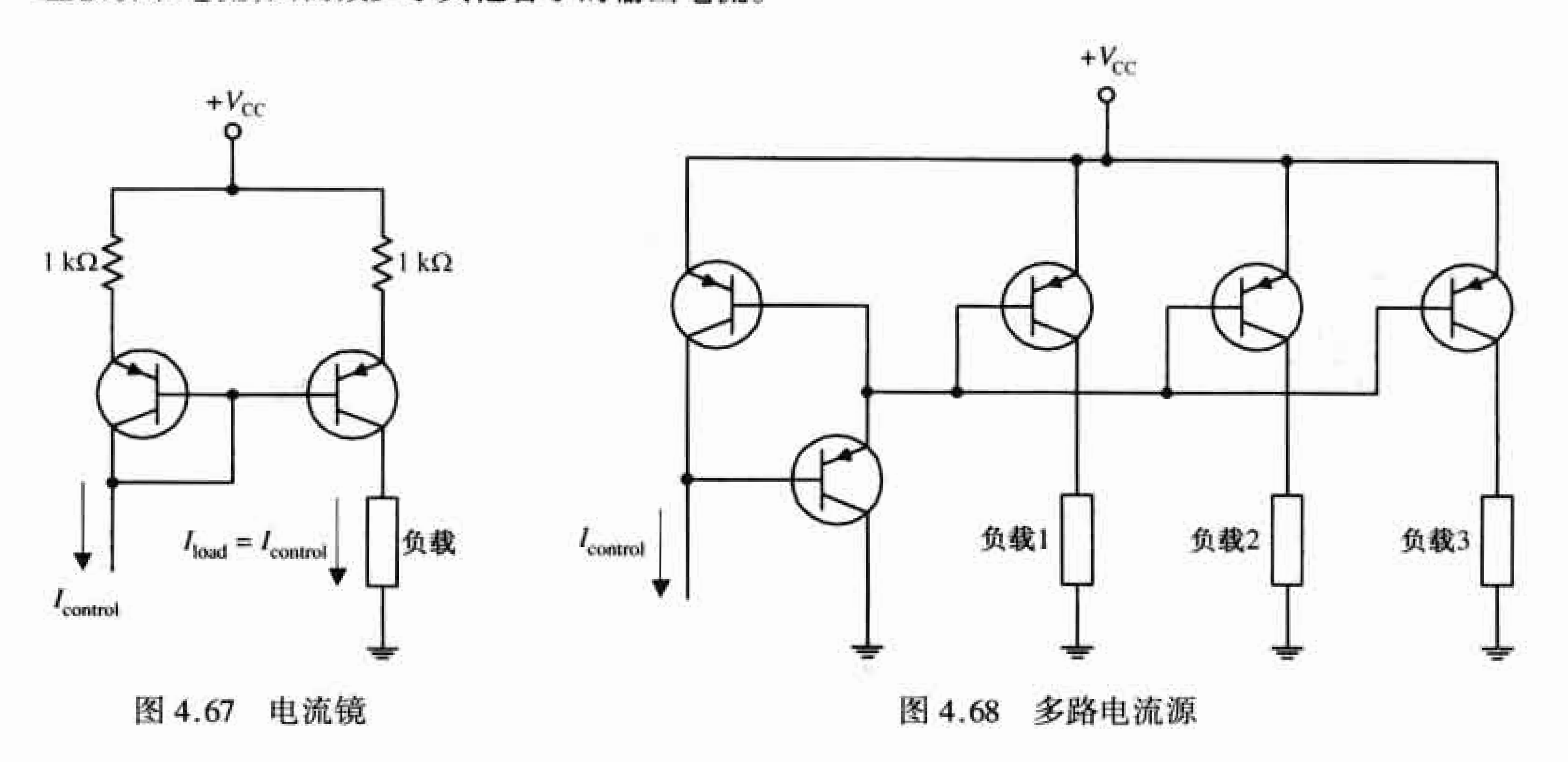


图 4.67 电流镜

图 4.68 多路电流源

触发器

双稳态触发器(第一电路):一个双稳态触发器[如图 4.69(a)所示]是这样一个电路,它被设计用来保持两个不确定状态中的一个,直到一个控制信号被加入而导致它改变状态。当这个电路改变状态后,另外一个信号被要求去切换它回到以前的状态。为了理解这个电路是如何工作的,首先假设 $V_1 = 0$ V,这意味着在右边的这个晶体管没有基极电流,从而也没有集电极电流。所以,所有流经 R_2 的电流都流入左侧晶体管的基极,使它进入饱和状态。在饱和状态下,$V_1 = 0$,正如前面所假设的。现在,因为这个电路是对称的,那么,$V_2 = 0$ 且右侧晶体管饱和,这可以说它的是等价稳态的。这个双稳态触发器可以根据需要简单地将 V_1 或 V_2 接地,从一个状态切换到另一个状态。双稳态触发器可以用做储存器设备或分频器,因为交替的脉冲可以把它恢复到它的初始状态。

单稳态触发器(第二电路):一个单稳态触发器[如图 4.69(b)所示]是只在一种状态下稳定的电路。可以通过外加一个信号把它投入到一个不稳定的状态,但是随后它会自动地恢复到它的稳定状态。当 $V_1 = 0$ V,这个电路就处于它的稳定状态。然而,如果即刻把 V_2 接地,这个电容会突然像短路一样(当一个电容两端的电压突然变化,电容就会让电流通过),而且导致左边晶体管的基极电流和集电极电流变为零。此时,所有通过 R_1 的电流都流向右侧晶体管的基极,使它处于饱和状态,直到电容被通过 R 重新充电。这反过来导致这个电路切换回到它以前的状态。此电路在 V_1 端提供了一个方波脉冲,而脉冲的持续时间是由 RC 时间常数决定的,与导致触发器改变状态的控制脉冲的持续时间和幅值无关。

无稳态触发器(第三电路):图 4.69(c)所示的电路在两种状态下都是不稳定的,即使在没有输入信号时,也会自发地以一定的速率来回切换。为了理解这个电路是如何工作的,先假设 V_1 端为零电平。这意味着至少在等到 C_1 通过 R_2 充电达到一个足够高的电压使右边的晶体管饱和之前,右边晶体管的基极也是零电平。当 C_1 电压升高使右边的晶体管饱和时,V_2 会变到零,导致左边电路晶体管的基极变为零。V_1 的电压这时会上升到一个正值,此状态至少维持到 C_2 通过 R_4 充电到一个足够高的电压以使左边的晶体管饱和之前。这个循环本身会反复进行。在每一个状态下的持续时间都由在基极部分的 RC 网络来控制($R_3 C_1$ 和 $R_4 C_2$ 时间常数决定着持续时间)。正如所看到的,一个无稳态触发器基本上就是一个简单的可调的(每个状态的持续时间可调)方波振荡器。

晶体管逻辑门

图 4.70 所示的两个电路组成了逻辑门。当 A 或 B,或者 A 和 B 都为高电平时,或门允许输出(C)变为

一个高电平。换句话说,至少有一个晶体管正偏(导通),输出就会出现高电平。在与门电路,了使 C 为高电平,A 和 B 必须都为高电平。换句话说,为了在输出端出现高电平,两个晶体管都必须正偏置。

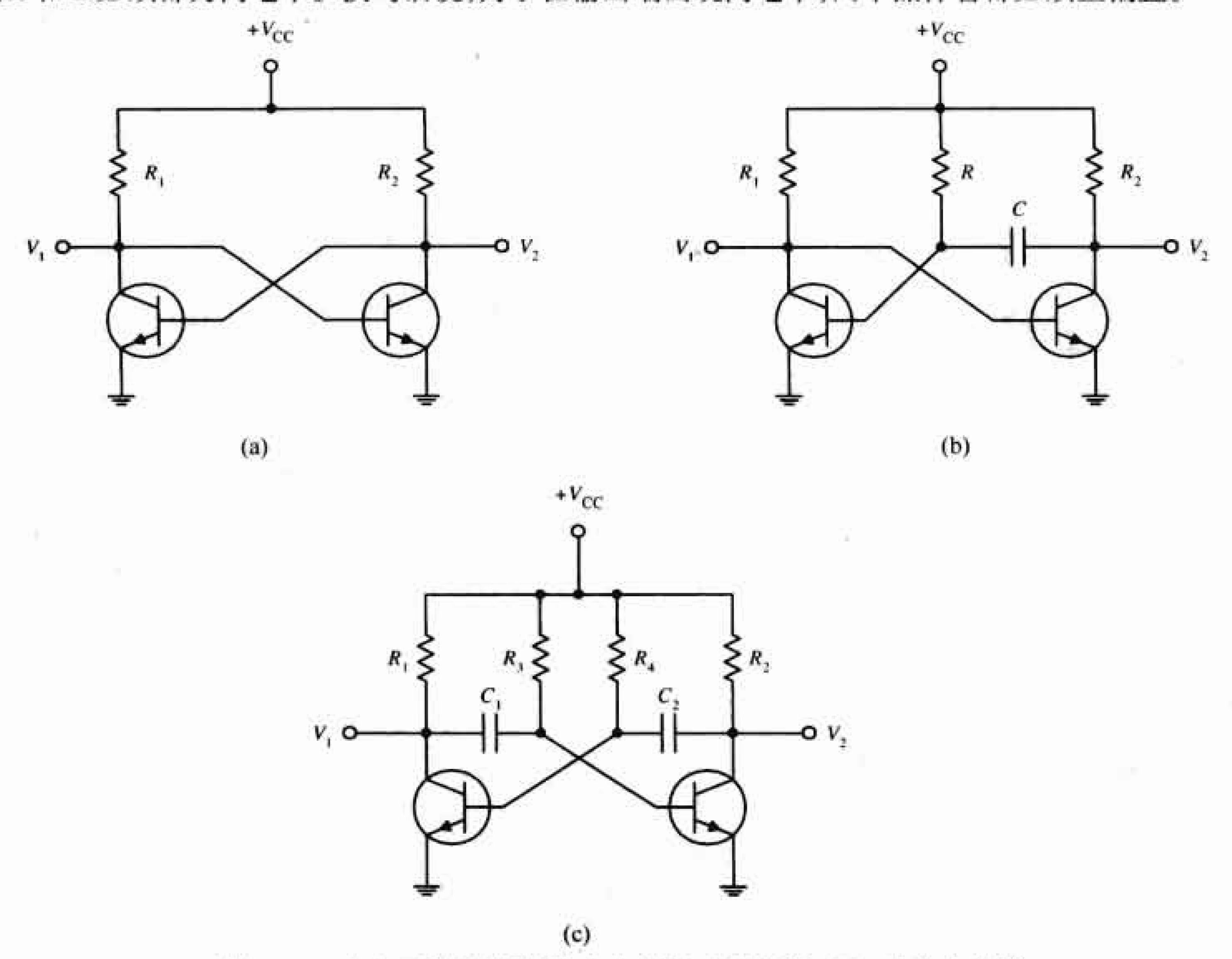
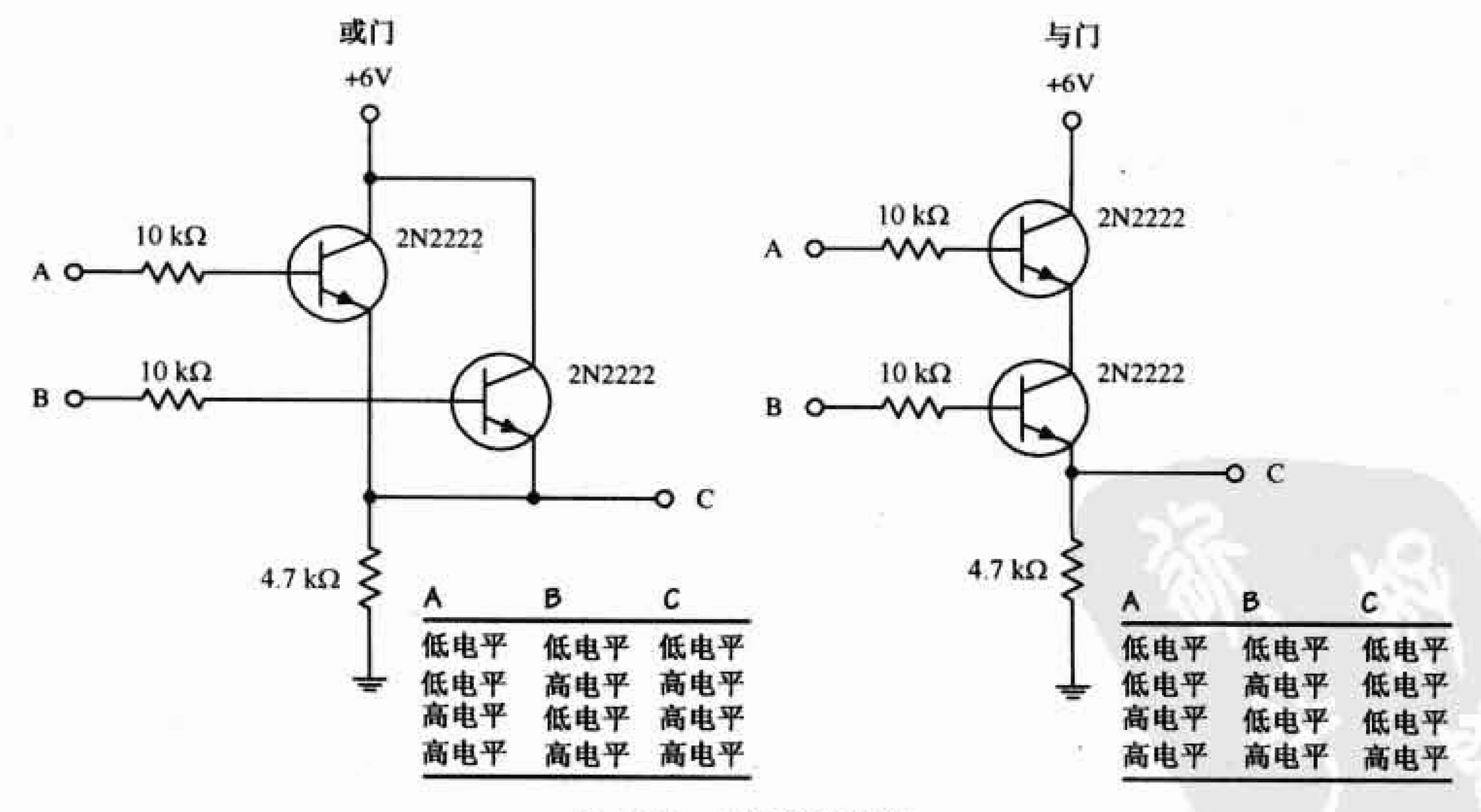


图 4.69 (a) 双稳态触发器;(b) 单稳态触发器;(c) 无稳态触器



A	B	C
低电平	低电平	低电平
低电平	高电平	高电平
高电平	低电平	高电平
高电平	高电平	高电平

A	B	C
低电平	低电平	低电平
低电平	高电平	低电平
高电平	低电平	低电平
高电平	高电平	高电平

图 4.70 晶体管逻辑门

4.3.3 结型场效应管

结型场效应管(JFET)是三管脚的半导体器件,它常用做电气控制开关,放大器控制,电压控制的电阻等。与双极型晶体管不同,结型场效应管不需要偏置电流,只有电压控制。结型场效应管的另一个独特的

特性是当它们的栅极和源极引脚之间没有电压差时，它是导通的。然而，如果在这两个引脚之间形成电压差，结型场效应管就会对电流产生更大的阻碍（流过漏极和源极引脚的电流会更小）。基于这个原因，与双极型晶体管被称为增强器件（当电流或电压加到双极型晶体管的基极时，它们对电流的阻碍变小）不同，结型场效应管被称为耗损器件。

结型场效应管有N沟道和P沟道两种结构。对于N沟道结型场效应管，当一个负电压加在栅极时（相对于源极），流经漏极到源极的电流就会减小（此时 $V_C > V_S$）。而对于P沟道结型场效应管，加在栅极的正电压会使它从源极到漏极的电流减小（此时 $V_S > V_C$）。两种场效应管的符号显示如图4.71所示。

在实际应用中结型场效应管的一个重要的特性是它的输入阻抗非常大（典型值大约为 $10^{10}\ \Omega$）。这个高输入阻抗意味着结型场效应管输入极小或者不输入电流（小于pA数量级），因而，对连接到栅极的外部元件或电路没有影响——没有电流从控制电路流出，也没有不需要的电流进入控制电路。结型场效应管在维持一个极高阻抗情形下的电流控制能力使得它在双向模拟开关电路、放大器的输入级电路、简单双端电流源电路、放大电路、振荡器电路、电子增益控制逻辑开关，以及音频混合电路中成为非常有用的器件。

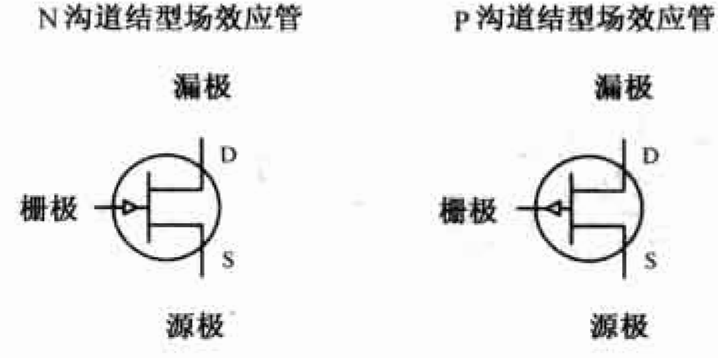


图4.71 结型场效应管的电路符号

结型场效应管是如何工作的

一个N沟道结型场效应管是由一个N型硅沟道构成，在沟道两边各有一个块状的P型硅区域。栅极引脚就连接到这两个P型区，而漏极和源极引脚则分别连接在N型沟道的两端（如图4.72所示）。

当没有电压加在N沟道结型场效应管的栅极时，电流自由地流经中间的N沟道（电子毫无困难地穿过N沟道），那里已经存在着许多带负电荷的载流子，等待着流动的条件。然而，如果给栅极加一个负电压（相对于源极），在P型半导体突块和N型沟道之间就会形成两个反偏置的PN结（一个是上方的，一个是下方的）。这个由反向偏置条件形成了一个耗尽区在沟道中扩展。栅极电压越负，耗尽区就会越大，所以电子要想通过这个沟道就会更困难。对于P沟道结型场，一切都是相反的，意味着你用正电压去取代负的栅极电压，用P型半导体沟道去取代N沟道，用N型半导体突块去取代P型半导体突块，用正电荷载流子（空穴）去取代负电荷载流子（电子）。

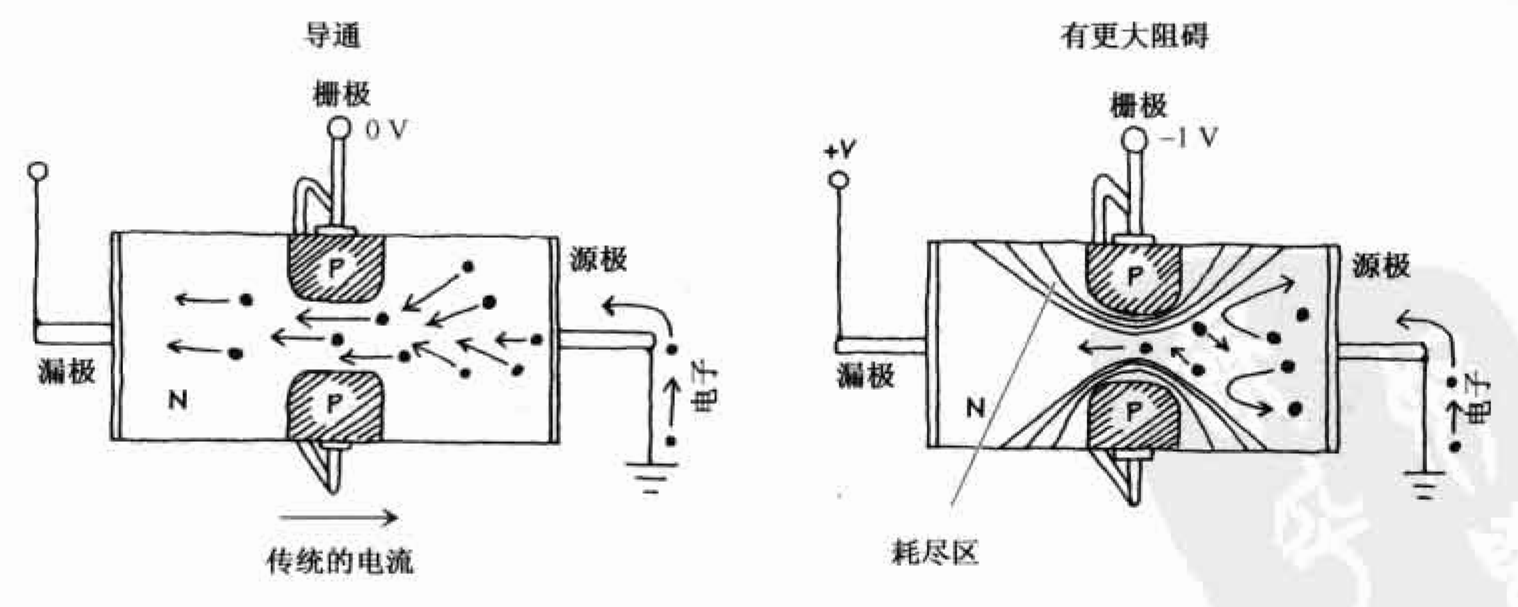


图4.72 结型场效应管的工作原理

结型场的水模拟

图4.73是关于N沟道和P沟道结型场的水模拟。水流充当传统电流，而水压充当电压。

在N沟道水结型场的栅极和源极间不存在压力时，设备是完全打开的；水可以从漏极管道流到源极管道。要说明一个真实结型场效应管的高输入阻抗，结型场效应管的水模拟采用了一个连接在活动水阀门

上的活塞装置(活塞在允许压力控制水阀门的同时避免了流体进入漏源沟道)。当一个相对于源极管道更负的水压加在N沟道结型场的栅极时,活塞就会被推向左边。从而拉出手风琴状的水阀横在漏源沟道中,因而减小水流。

P沟道水结型场和N沟道水结型场效应管相似,除了所有的水流和水压是相反的。P沟道结型场效应管一直是完全导通着,直到有一个相对于源极的正水压加到栅极管道。正水压迫使手风琴状的栅极横在栅源沟道中,从而使水流减小。

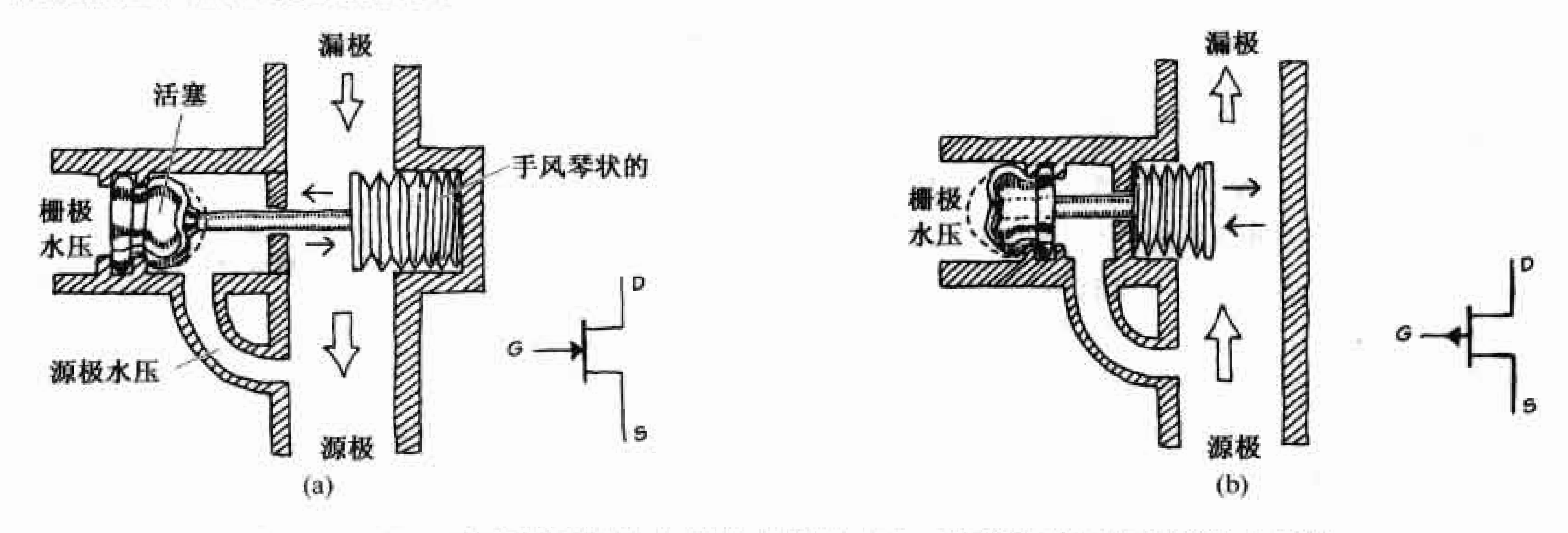


图4.73 (a) N沟道结型场效应管的水模拟;(b) P沟道结型场效应管的水模拟

技术资料

图4.74描述了一个典型的N沟道结型场效应管是如何工作的。特别是,这个特性曲线描述了漏极电流(I_D)是如何受到栅源极电压(V_{GS})和漏源极电压(V_{DS})影响的。P沟道结型场的特性曲线和N沟道结型场的特性曲线是相似的,除了I_D随着正V_{GS}的增加而减小。换句话说,V_{GS}的电压是正的,而V_{DS}的电压是负的。

当栅极电压V_G与源极电压相同时($V_{GS}=V_G-V_S=0$ V),通过结型场效应管的电流最大。工程上,称此电流(当$V_{GS}=0$ V时)为饱和漏极电流或I_{DSS},I_{DSS}为一个常数,不同结型场效应管的I_{DSS}不同。我们考察I_D是如何随着漏极源极电压($V_{DS}=V_D-V_S$)的变化而变化的。当V_{DS}很小时,I_D随V_{DS}近似线性变化(对应V_{GS}确定时的一条特定的曲线)。图中的这个区域被称为欧姆区或线性区,在这个区域内,结型场效应管的特性如同一个受电压控制的电阻。

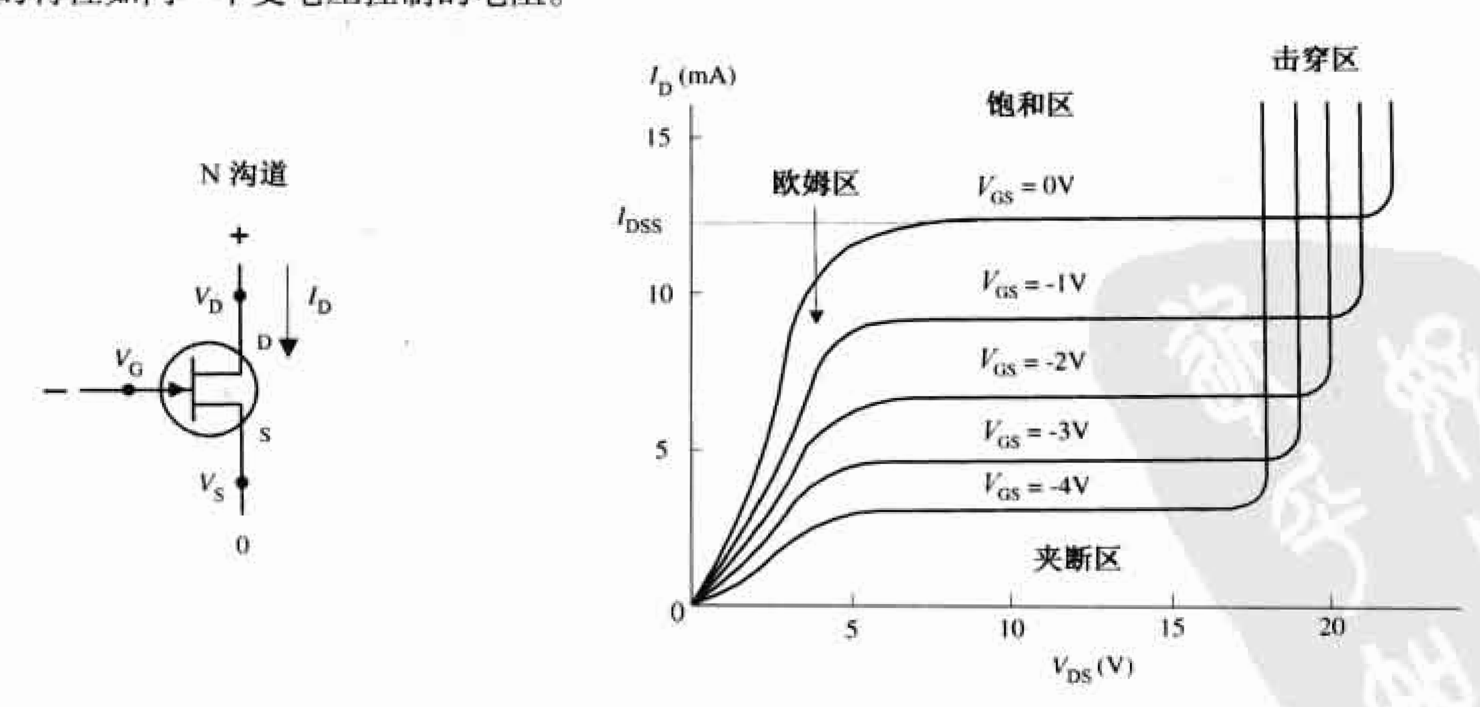


图4.74 结型场效应管的特性曲线

现在注意图示曲线较平坦的区域,这个区域称为放大区或恒流区,在这一区域漏极电流I_D受栅极源极电压V_{GS}的影响强烈,但几乎不受漏极源极电压V_{DS}的影响(必须在上下曲线之间观察)。

另一个值得注意的是 V_{GS}使结型场效应管关断的值(在此值时几乎无电流流过器件),致使结型场效应管关断的特定电压 V_{GS}被称为关断电压(有时也叫做夹断电压 V_P),记为 $V_{GS,off}$。

继续分析,你会注意到当 V_{DS}增加到某一个值时, I_D雪崩击穿。在这个点上,因为加在漏源端之间的电压太大,结型场效应管失去了阻碍电流的能力。通常将这个现象称做漏源击穿,这个击穿电压记为 BV_{DS}。

对一个典型的结型场效应管,I_{DSS}的范围为 1 mA ~ 1 A, N 沟道结型场效应管的 $V_{GS,off}$范围从 -0.5 ~ -10 V(对于 P 沟道结型场效应管为 +0.5 ~ +10 V), BV_{DS}范围为 6 ~ 50 V。

类似于双极型晶体管,结型场效应管的通道有内部电阻,它随着漏极电流和温度而改变。这个电阻的倒数被称为跨导 g_m。此电阻的典型值约为几千西门子(S)。

结型场效应管的另一个参数是导通电阻或 $R_{DS,on}$,这个电阻表示,当结型场效应管处于饱和状态($V_{GS}=0$)时,结型场效应管的内部电阻。结型场效应管的 $R_{DS,on}$在其参数表中提供,一般在 10 ~ 1000 Ω 之间。

主要参数

欧姆区:结型场效应管开始呈现电阻特性,类似于一个可变电阻器(参见图 4.75)。

饱和区:结型场效应管受 V_{GS}影响强烈,而几乎不受 V_{DS}的影响。

夹断电压($V_{GS,off}$):使结型场效应管工作于一个类似开路状态(通道电阻值最大)的特定栅源电压。

击穿电压(BV_{DS}):致使结型场效应管电阻通道击穿的漏源极电压。

漏极饱和电流 I_{DSS}:当栅源电压为 0 V(或栅极连到源极, $V_{GS}=0$ V)时的漏极电流。

跨导(g_m):漏源电压为特定值 V_{DS}时,漏极电流随栅源电压变化的比率,它类似于双极型晶体管的跨导($1/R_{tr}$)。

一个 P 沟道结型场效应管的 $V_{GS,off}$是正的。

漏极电流(欧姆区):

$$I_D = I_{DSS}\left[2\times\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)\frac{V_{DS}}{-V_{GS,off}}-\left(\frac{V_{DS}}{V_{GS,off}}\right)^2\right]$$

一个 N 沟道结型场效应管的 $V_{GS,off}$是负的。

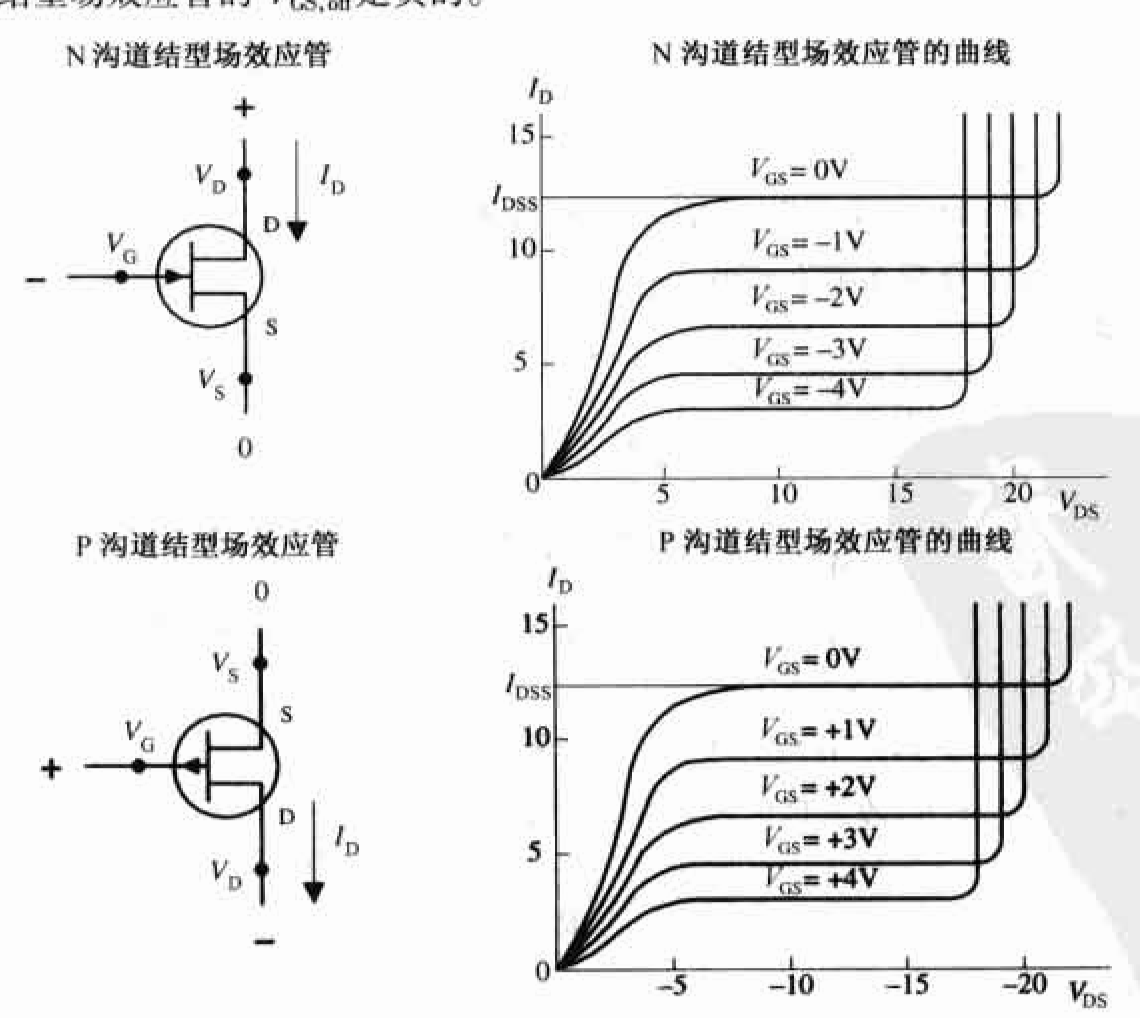


图 4.75 N 沟道和 P 沟道结型场效应管的符号及特性曲线

漏极电流(恒流区)

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)^2$$

$V_{GS,off}$,I_{DSS}是可知参数(可由参数表或包装上得到)。

漏源电阻

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{i_D} \approx \frac{V_{GS,off}}{2I_{DSS}(V_{GS} - V_{GS,off})} = \frac{1}{g_m}$$

典型结型场效应管的参数值:

I_{DSS}:1 mA ~ 1 A

$V_{GS,off}$:-0.5 ~ -10 V(N 沟道)

+0.5 ~ +10V(P 沟道)

$R_{DS,on}$:10 ~ 1000 Ω

BV_{DS}:6 ~ 50 V

1 mA 时的 g_m:500 ~ 3000 μΩ

饱和电阻

$$R_{DS,on} = 常数$$

漏源电压

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

跨导

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\bigg|_{V_{DS}} = \frac{1}{R_{DS}}$$

$$= g_{m_0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right) = g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

栅极短路的跨导

$$g_{m_0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS,off}}$$

例题

例 1:若一个 N 沟道的结型场效应管(参见图 4.76)的 I_{DSS} = 8 mA,$V_{GS,off}$ = -4 V,求 R = 1 kΩ,V_{DD} = +18 V 时的漏极电流 I_D。假设结型场效应管工作在恒流区。

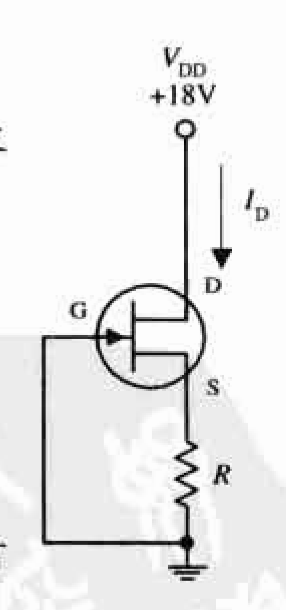


图 4.76 例 1 所示电路

在恒流区中的漏极电流

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)^2$$

$$= 8\text{ mA}\left(1 - \frac{V_{GS}}{-4\text{V}}\right)^2 = 8\text{ mA}\left(1 + \frac{V_{GS}}{2} + \frac{V_{GS}^2}{16}\right)$$

可惜,两个未知量只有一个等式,这意味着还需要一个等式。如何得到另一个等式,首先,可以假设栅极电压为 0 V 因为它是地,则

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0\text{V} - V_S = -V_S$$

由此,可利用欧姆定律及 $I_D = I_S$,为漏极电流提供了另外一个等式:

$$I_D = \frac{V_S}{R} = -\frac{V_{GS}}{R} = -\frac{V_{GS}}{1\text{ k}\Omega}$$

与第一个等式联立,有

$$-\frac{V_{GS}}{1\ \text{k}\Omega}=8\ \text{mA}\left(1+\frac{V_{GS}}{2}+\frac{V_{GS}^2}{16}\right)$$

化简为

$$V_{GS}^2+10V_{GS}+16=0$$

此方程的解为：$V_{GS}=-2$ V 和 $V_{GS}=-8$ V。但由于是在恒流区中，V_{GS}必须在 -4 和 0 V 之间，这意味着 $V_{GS}=-2$ V 为正确的解，因此舍弃 -8 V。将 V_{GS}回代入 $I_{D(active)}$的等式，得

$$I_D=-\frac{V_{GS}}{R}=-\frac{(-2\text{V})}{1\ \text{k}\Omega}=2\ \text{mA}$$

例 2：如果 $V_{GS,off}=-4$ V，$I_{DSS}=12$ mA，分别求当 $V_{GS}=-2$ V 和 $V_{GS}=+1$ V 时的 I_D、g_m和 R_{DS}，假设结型场效应管工作在恒流区(参见图 4.77)。

当 $V_{GS}=-2$ V

$$I_D=I_{DDS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)^2$$
$$=12\ \text{mA}\left(1-\frac{(-2\text{V})}{(-4\text{V})}\right)^2=3.0\ \text{mA}$$

为求 g_m必须先知道 g_{m_0}(栅极短路时的跨导)

$$g_{m_0}=-\frac{2I_{DSS}}{V_{GS.off}}=-\frac{2(12\ \text{mA})}{(-4\text{V})}=0.006\ \text{S}=6000\ \mu\text{S}$$

则

$$g_m=g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}=(0.006\ \text{S})\sqrt{\frac{3.0\ \text{mA}}{12.0\ \text{mA}}}=0.003\ \text{S}=3000\ \mu\text{S}$$

为了求漏源电阻(R_{DS})，利用

$$R_{DS}=\frac{1}{g_m}=\frac{1}{0.003\ \text{S}}=333\ \Omega$$

用相同的公式可求出，当 $V_{GS}=+1$ V 时，$I_D=15.6$ mA、$g_m=0.0075$ S $=7500$ μS 及 $R_{DS}=133$ Ω。

基本应用

图 4.78 所示的两个电路描述了如何将结型场效应管用做压控的灯光调节器，在 N 沟道结型场效应管电路中，一个较大的负栅极电压导致较大的漏源电阻，灯泡只能通过较小的电流。在 P 沟道结型场效应管电路中，一个较大的正栅极电压则导致了大的漏源电阻。

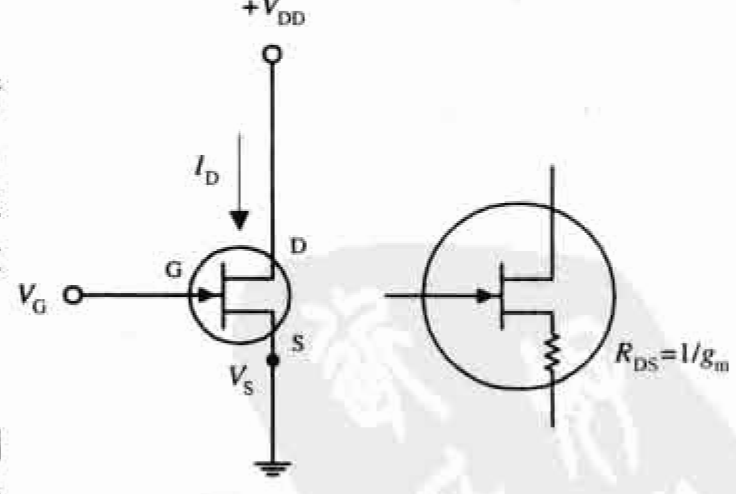


图 4.77 例 2 所示电路

基本电流源和基本放大器

如图 4.79(a)所示电路，通过将源极和栅极的管脚接到一起(称为自偏压)就可以构成一个简单的电流源。这意味着 $V_{GS}=V_G-V_S=0$ V，漏极电流就等于 I_{DSS}。这个电路明显的缺点是 I_{DSS}对于特定结型场效应管是不可预测的(每个结型场效应管在制造时确定了自己的 I_{DSS})。而且这个电流源是不可调节的。可是如果在源极和地之间串一个电阻，如图 4.79(c)的电路所示，则可使电流源可调。通过增加 R_S可减小 I_D，反之亦然(参见例 2)。除了可调之外，这个电路的 I_D不会像图 4.79(a)电路一样随 V_{DS}的改变而改变，虽然结型场效应管电流源的结构简单，但其稳定性不如好的双极型晶体管电流源或运放电流源。

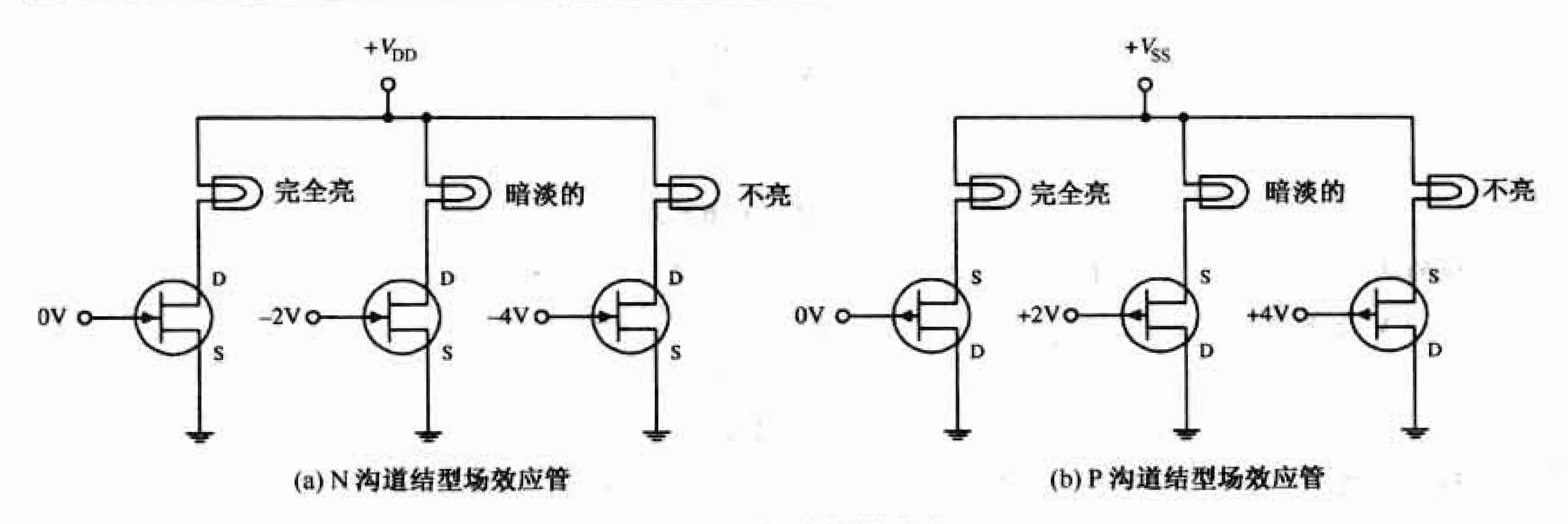


图 4.78　灯光调节点路

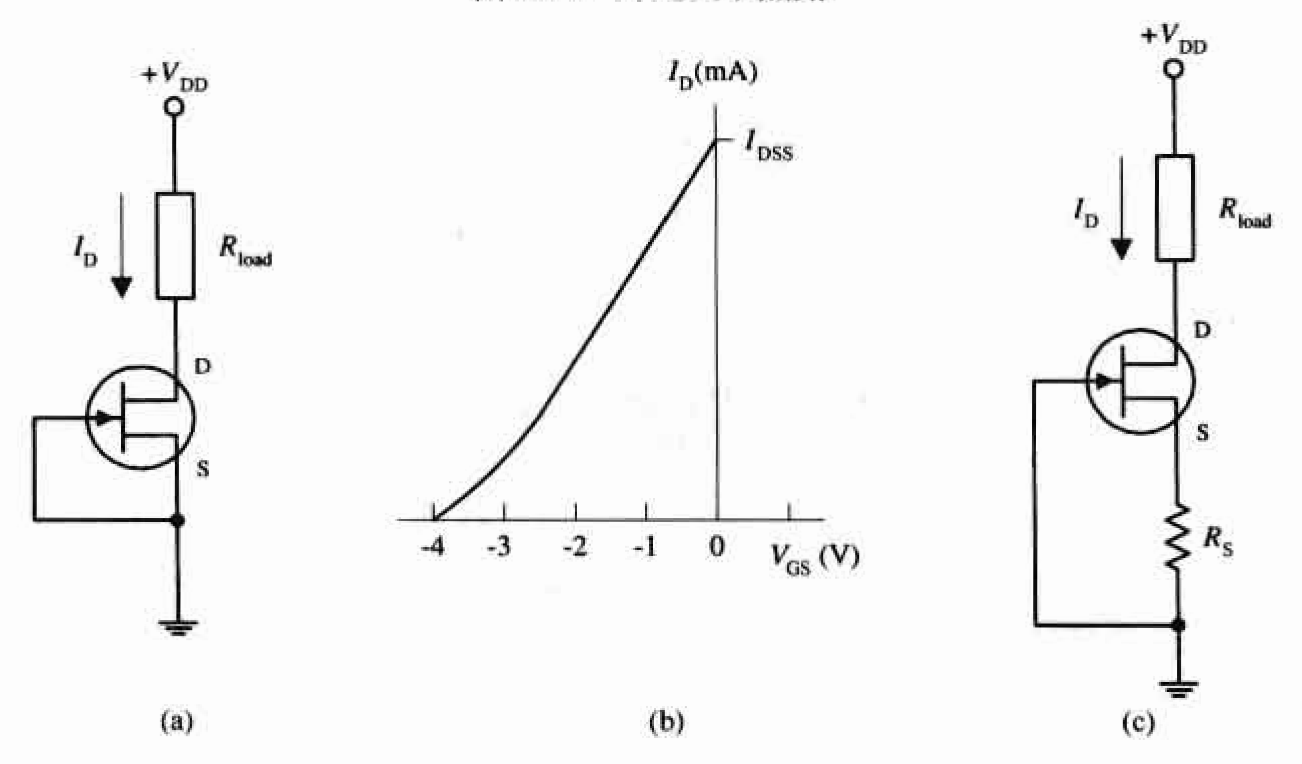


图 4.79　基本电流源和基本放大电路

源极跟随器

图 4.80 所示的结型场效应管电路叫做源极跟随器,类似于双极型晶体管的射极跟随器电路,它提供电流增益但不提供电压增益。放大了的输出信号用欧姆定律可得：$V_S = R_S I_D$，其中 $I_D = g_m V_{GS} = g_m(V_G - V_S)$，由此式可得

$$V_S = \frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m} V_G$$

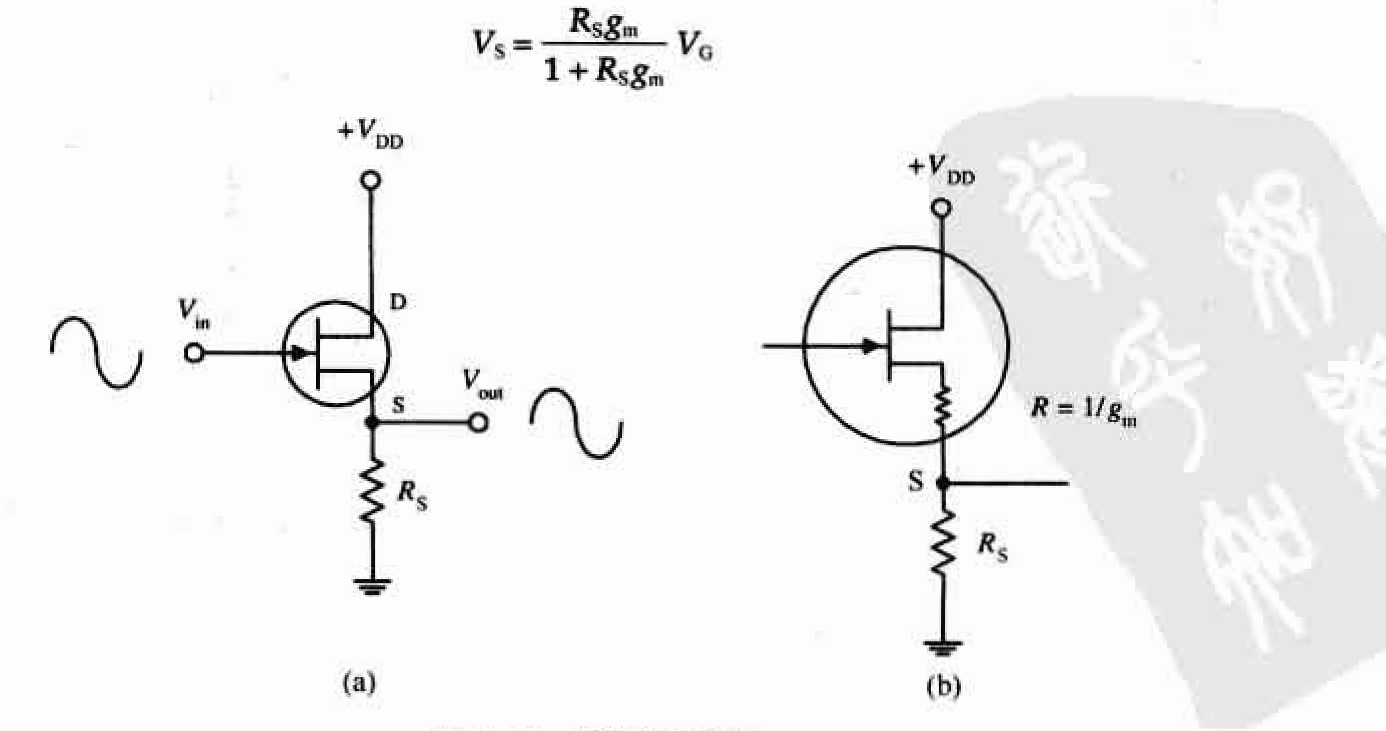


图 4.80　源极跟随器

因为 $V_S = V_{out}$，$V_G = V_{in}$，则增益为 $R_S g_m/(1 + R_G g_m)$。输出阻抗与在例2中所描述的一样为 $1/g_m$。与射极跟随器不同，源极跟随器具有更大的输入阻抗，因此几乎无输入电流。可是，结型场效应管的跨导比双极型晶体管的跨导小，意味着其输出也较多地被削弱，比如将 $1/g_m$ 看做漏源通道中小内阻[参见图4.80(b)]。当漏极电流随所加的波形变化时，g_m 和输出阻抗将随之改变，从而导致输出失真。这个跟随器电路的另一个问题是 V_{GS} 为几乎不可控制的参数(由制造工艺决定)，这将导致一个不可预测的直流偏置。

改进的源极跟随器

前面例子中的源极跟随器中，电路线性较差，并且直流偏置不可预测。但是，可以通过图4.81所示的两个电路中的一个来解决这些问题。在图4.81(a)电路中，用双极型电流源代替源极电阻，双极型电流源使 V_{GS} 为一个固定常量，从而消除了非线性。调节 R_1 可获得直流偏置(R_2 类似于前面所述电路的 R_S，用来获得增益)。图4.81(b)所示电路用JFET电流源代替双极型电流源。与双极型电路不同，这个电路不用调节，而且有更好的温度稳定性。用在这里的两个JFET采用匹配的对管(匹配结型场效应管是成对的，用单一封装装在一起)。下面的晶体管通过的电流要使 $V_{GS} = 0$(栅极短接)，这意味着两个结型场效应管的 V_{GS} 值都是0，即上面晶体管的直流偏置为0。因为下面的结型场效应管直接响应上面的结型场效应管，故任何温度变化都能被补偿。当调节 R_1 等于 R_2，则 $V_{out} = V_{in}$，这两个电阻使电路的线性更好，并允许 I_D 为不同于 I_{DSS} 的其他值。就应用而言，结型场效应管跟随器常被用于放大器、测试仪器或其他连接到高阻抗信号源设备的输入级。

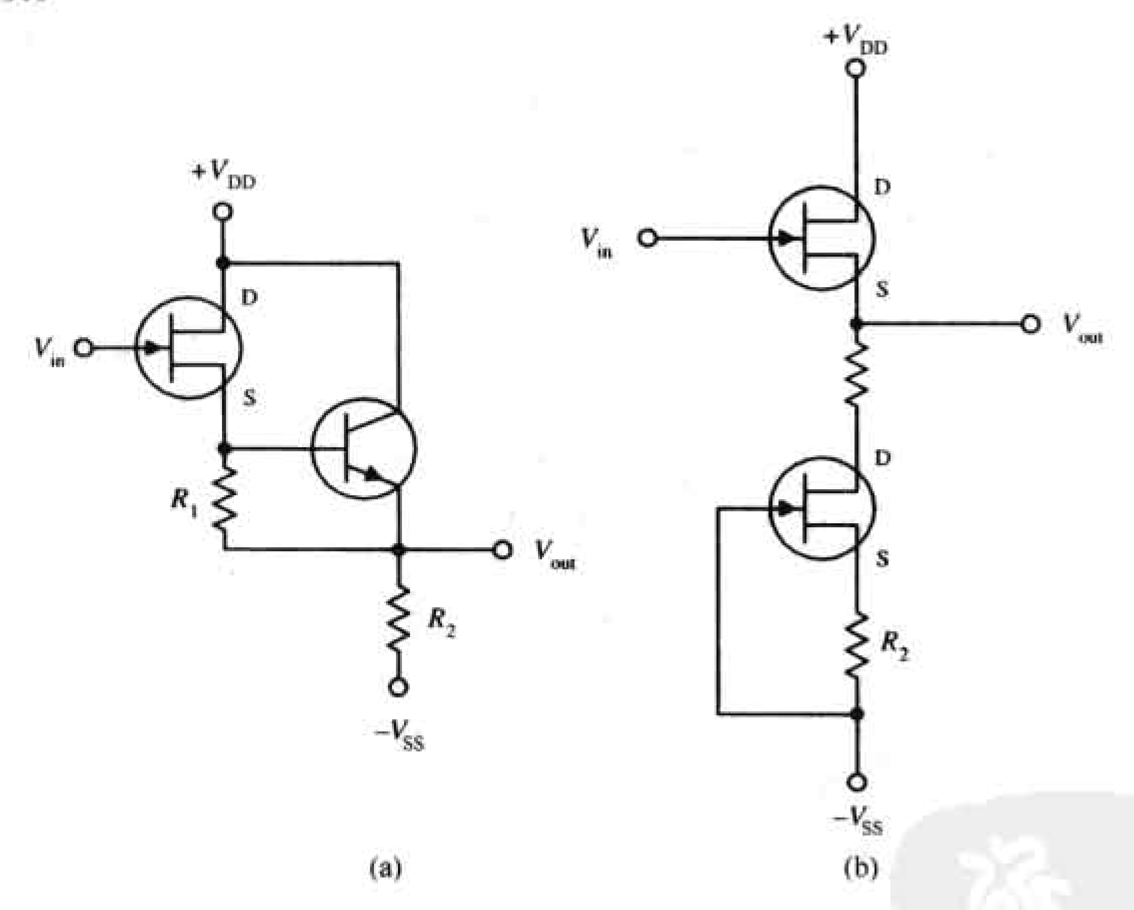


图4.81 改进的源极跟随器

结型场效应管放大器

回忆上一节的射极跟随器和共射极晶体管放大器，相对应的结型场效应管有名称类似的源极跟随器和共源极放大器(参见图4.82)这两种放大器(源极跟随器提供电流增益，共源极放大器提供电压增益)。若建立等式进行数学运算，放大器的增益为

$$增益 = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_S}{R_S + 1/g_m}（源极跟随器增益）$$

$$增益 = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m \frac{R_D R_1}{R_D + R_1}（共源极放大器增益）$$

这里跨导由$g_m = g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$, $g_{m_0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS,off}}$给出

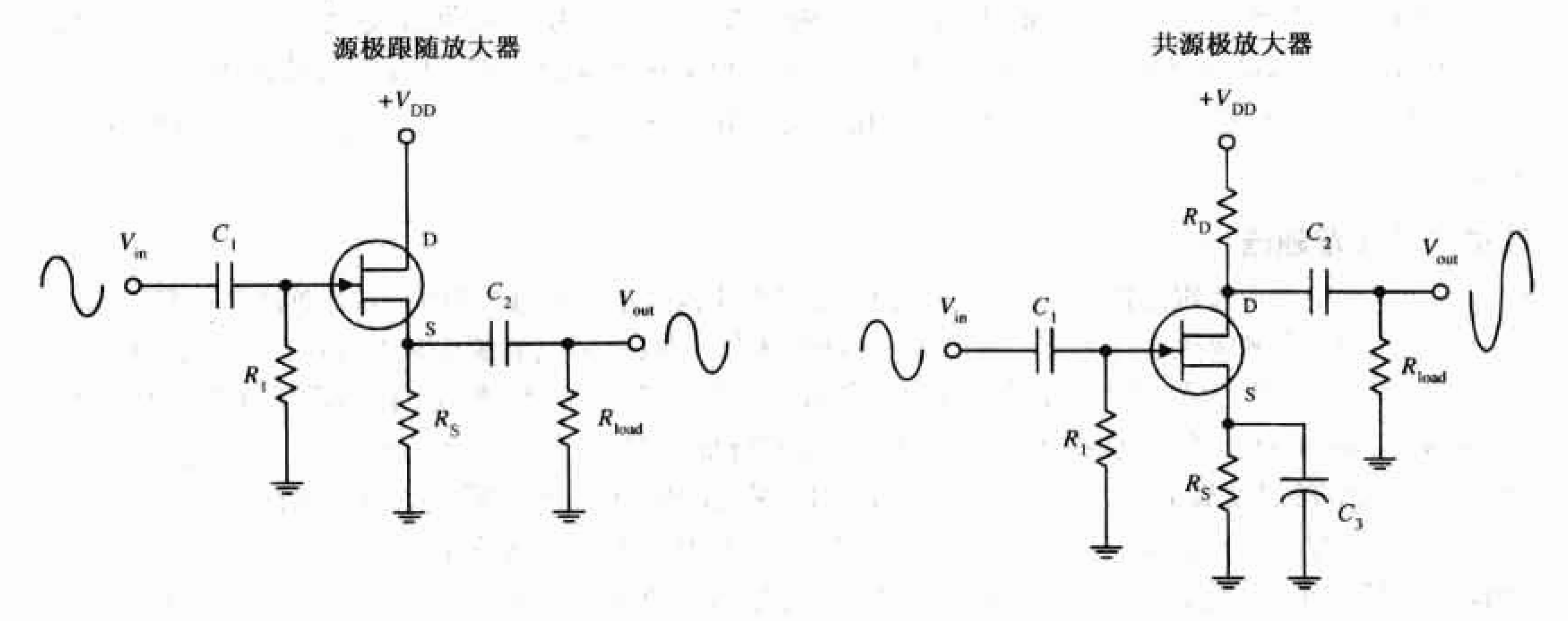


图 4.82 结型场效应管放大器

与双极型放大器一样,电阻被用来产生栅极电压和静态电流,电容器用做交流耦合/高通滤波器。注意,这两个 JFET 放大器都仅需要一个自偏置电阻。

现在,一个重要的问题是:为什么选择结型场效应管放大器而不是双极型放大器?答案是结型场效应管提高了输入阻抗,有较低输入电流。可是,如果不需要太高的输入阻抗,最好采用简单双极型放大器或运算放大器。事实上,双极型放大器非线性问题较少,与结型场效应管放大器相比有较高的增益,因为在相同的电流下,结型场效应管比双极型晶体管的跨导低,双极型晶体管的跨导和结型场效应管的跨导之间的差异系数达 100。这就意味着结型场效应管放大器的增益明显较低。

压控电阻

根据图 4.83(a)所示电路,若 V_{DS}降到足够低,结型场效应管将工作在线性区(欧姆区)。在这个区域,V_{DS}小于 $V_{GS}-V_{GS,off}$,$I_D \sim V_{DS}$曲线近似于一条直线,这意味着对于两极间的小信号结型场效应管就像一个电压控制的电阻器。例如,用结型场效应管代替分压网络中一个的电阻,就可得到一个电压控制的分压器[如图 4.83(b)所示]。结型场效应管表现出普通电阻特性的范围,因管子而异,大致与栅极电压超过 $V_{GS,off}$的量值成比例关系。要使结型场效应管像线性电阻器一样,重要的是限制 V_{DS}使其小于 $V_{GS,off}$,且保持$|V_{GS}| < |V_{GS,off}|$。结型场效应管的这种工作方式被广泛应用在电子线路的增益控制电路、电子衰减器、电子可变滤波器及振荡器的振幅控制电路。一个简单电子增益控制电路如图 4.83(c)所示,这个电路的电压增益为 $1+R_F/R_{DS(on)}$,这里 R_{DS}为漏极-源极通道电阻。如果 $R_F = 29\ \mathrm{k\Omega}$、$R_{DS(on)} = 1\ \mathrm{k\Omega}$,则最大增益为 30。当 V_{GS}接近 $V_{GS,off}$时,R_{DS}就变得非常大($R_{DS} \gg R_F$),致使增益降低到最低(接近于 1)。可见,这个电路增益能在 30:1 的范围内改变。

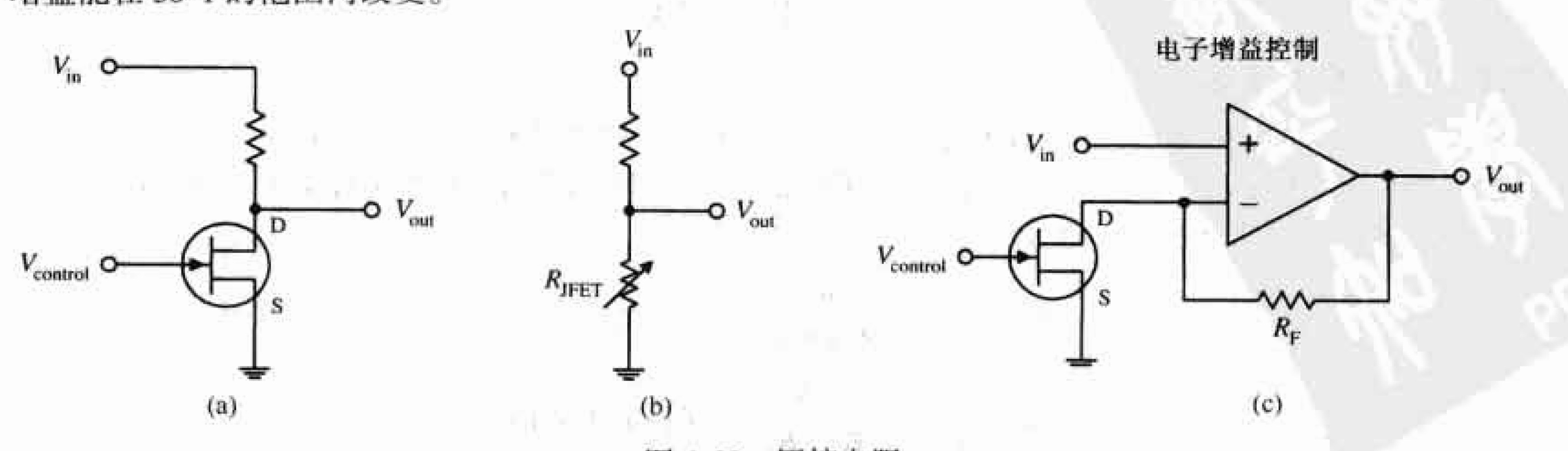


图 4.83 压控电阻

实际注意事项

结型场效应管实际上被分为以下几类:小信号和开关型结型场效应管、高频结型场效应管、双结型场效应管(如图4.84所示)。小信号和开关结型场效应管常用来耦合一个高阻抗的信号源到放大器或其他设备(如示波器等),这些器件也常被用做压控开关。高频结型场效应管主要用来放大高频信号(在射频范围)或用做高频开关。双结型场效应管在一个封装中包含两个匹配的结型场效应管,正如前面看到的,双结型场效应管可用来提高源极跟随器电路的性能。

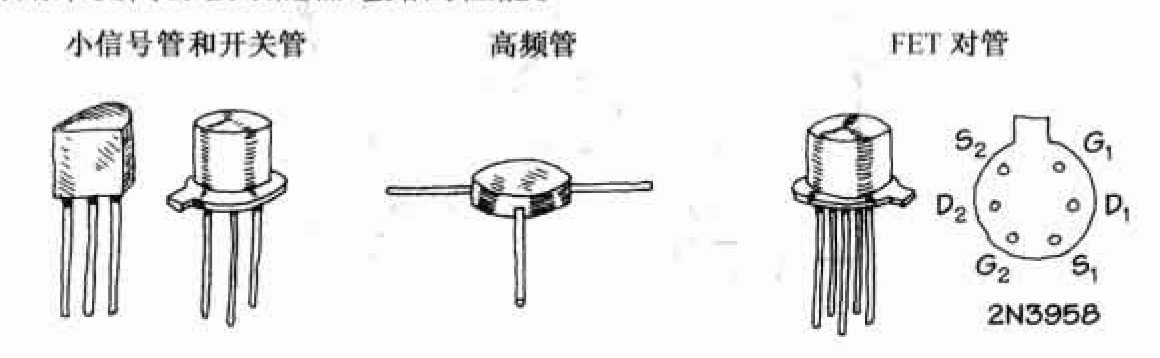


图4.84 结型场效应管的分类

类似双极型晶体管,过大的电流和电压也会损坏结型场效应管,故必须确保其不超过最大电流和击穿电压。表4.5是一个结型场效应管参数表的例子,当你开始选器件时,给你一些初步的概念,哪些器件应该排除。

表4.5 结型场效应管的部分参数表

型 号	极 性	BV_{GS}(V)	I_{DSS}(MA)		$V_{GS,OFF}$(V)		G_M	C_{ISS}(pF)	C_{RSS}(pF)
			最小值(mA)	最大值(mA)	最小值(V)	最大值(V)	典型值(μS)		
2N5457	N沟道	25	1	5	-0.5	-6	3000	7	3
2N5460	P沟道	40	1	5	1	6	3000	7	2
2N5045	N沟道对管	50	0.5	8	-0.5	-4.5	3500	6	2

图4.85用一个N沟道结型场效应管来开闭继电器。当开关打向A时,结型场效应管导通(为了避免损耗的影响发生,栅极不加偏置)。电流通过结型场效应管的漏源区和继电器线圈,致使继电器转换开关状态。当开关打向B时,相对于源极的一个负电压加到栅极,它使结型场效应管阻止电流通过继电器线圈,继电器转换其状态。

图4.86所示电路用一个结型场效应管,采用共源极结构,将多个不同来源的信号混合,例如麦克风、前置放大器,等等。所有信号都通过交流耦合电容器/滤波器输入。源极和漏极的电阻器被用来产生总放大倍数,而1 MΩ分压器用来控制每个输入信号的增益。

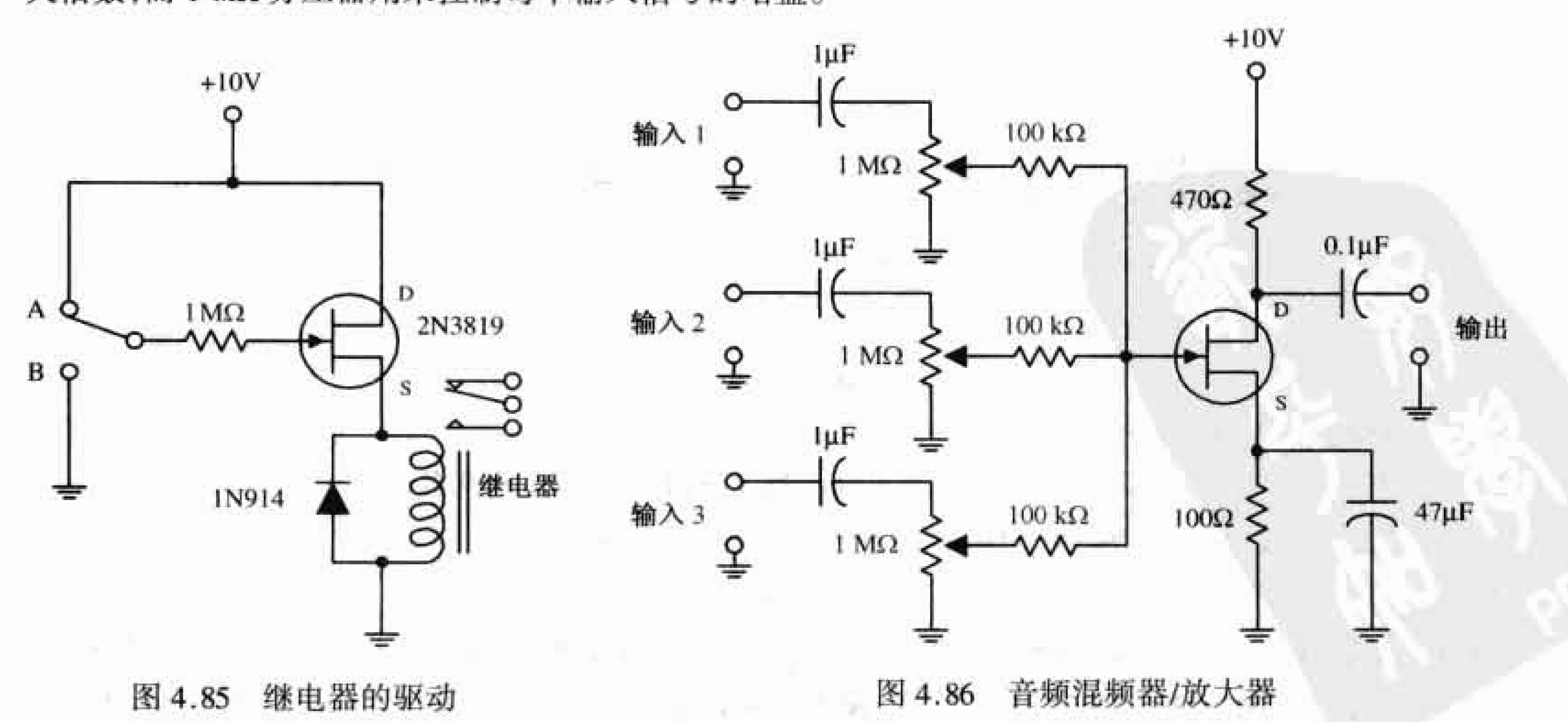


图4.85 继电器的驱动

图4.86 音频混频器/放大器

在图 4.87 所示电路中，结型场效应管用来组成一个简单的静电检测仪，当天线(普通的导线)被放置在带电物体旁边，依照物体所带电荷是正还是负的，天线中的电子被推向或拉离结型场效应管的栅极。电子的重新分配产生了一个栅极电压，此电压与物体上的电荷成比例。于是，结型场效应管将抵抗或允许电流流过漏源通道，从而引起电表指针的偏转。R_1用来保护电表，R_2用来校准。

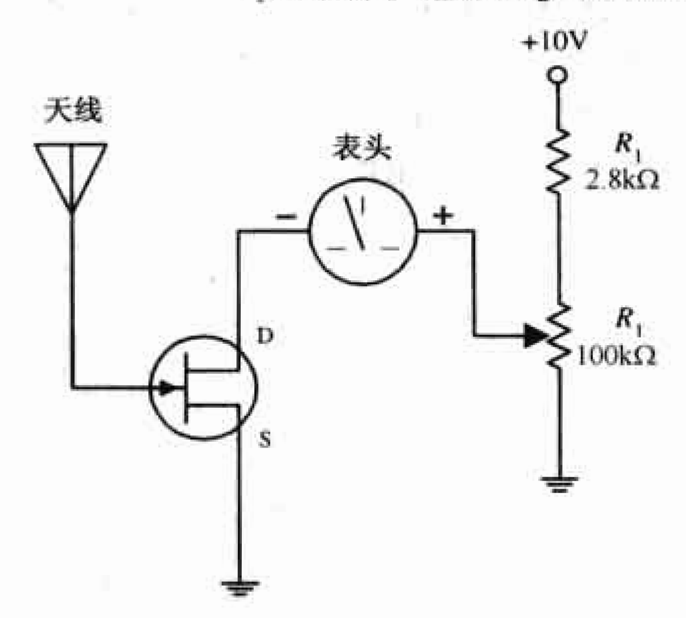


图 4.87 电场场强仪

4.3.4 金属氧化物半导体场效应管

金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)是应用非常广泛的晶体管(参见图 4.88)，它在一些方面类似于 JFET。例如，当 MOSFET 的栅极加小电压时，通过其漏源通道的电流被改变。与 JFET 不同，MOSFET 有更大的栅极输入阻抗($\geqslant 10^{14}\ \Omega$，相比之下 JFET 约为 $\sim 10^9\ \Omega$)，这意味着栅极几乎没有电流流入。通过在栅极与源漏极通道之间加入金属氧化物绝缘层可以增加输入阻抗，这样增加输入阻抗的代价是栅极与通道间的电容非常小(几 pF)。某些类型的 MOSFET 在操作过程中，若在栅极感应太强的静电，聚集的电荷将可能击穿栅极，损坏 MOSFET(为了防止击穿，一些 MOSFET 设计有防护措施，但不是所有 MOSFET 都有)。

MOSFET 的两种主要类型为增强型 MOSFET 和耗尽型 MOSFET(如图 4.88 所示)。当 $V_{GS} = V_G - V_S = 0$ V 时，耗尽型 MOSFET 通常导通(从漏极到源极流过的电流最大)。可是，如果加一电压到栅极，类似于结型场效应管漏源通道的阻碍作用变大。在 $V_{GS} = 0$ V 时，增强型 MOSFET 关断(从漏极到源极流过的电流最小)。然而，若在其栅极加一电压，漏源通道的阻碍作用变小。

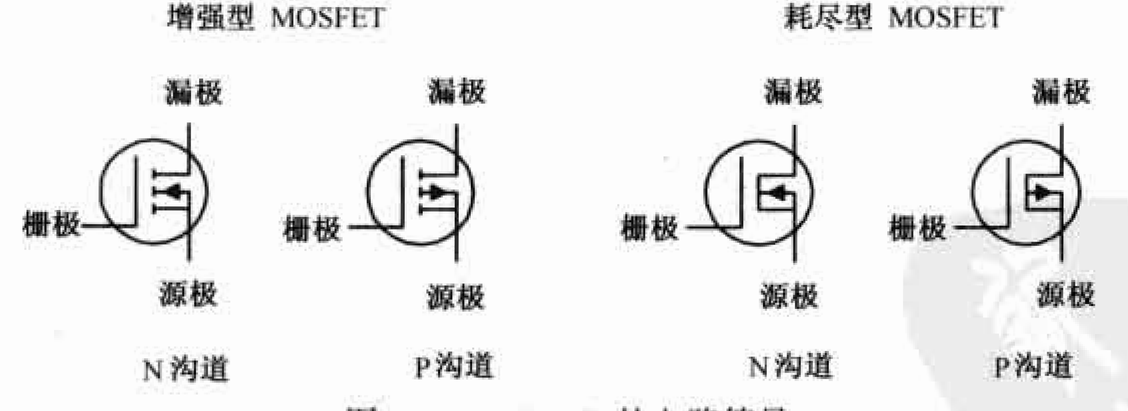


图 4.88 MOSFET 的电路符号

增强型和耗尽型 MOSFET 都有 N 沟道和 P 沟道两种形式。对于 N 沟道耗尽型 MOSFET，一个负的栅源电压($V_G < V_S$)使漏源通道电阻增大。而 P 沟道耗尽型 MOSFET，一个正的栅源电压($V_G > V_S$)使漏源通道的电阻增大。对于 N 沟道增强型 MOSFET，一个正的栅源电压($V_G > V_S$)减小漏源通道电阻，而 P 沟道增强型 MOSFET，一个负的栅源电压($V_G < V_S$)减小漏源通道的电阻。

MOSFET 是当今最为流行的晶体管，其输入电流非常小，易于制造(结构简单)，体积可以做得非常小，功耗极低。就应用而言，MOSFET 常被用于超高输入阻抗放大电路、压控“电阻”电路、开关电路和大规模的数字集成电路。

像JFET一样,与双极型晶体管相比MOSFET跨导值较小,用于放大器时,将导致增益值降低。因此,除非要求超高输入阻抗或低电流输入特性之外,很少看到MOSFET应用在简单的放大电路中。

MOSFET的工作原理

耗尽型和增强型MOSFET都是用由栅极电压产生的电场来改变其半导体漏源通道中的载流子流量。耗尽型MOSFET的漏源通道本身导电。载流子如电子(N沟道)或空穴(P沟道)本身已经存在于N型或P型沟道中。如果一个负的栅源电压加到N沟道耗尽型MOSFET上,将导致电场试图夹断流过通道的电子流[如图4.89(a)所示];P沟道耗尽型MOSFET以正的栅源电压来夹断空穴流过的通道[如图4.89(b)所示](上下栅极耗尽区的接触形成了夹断效应)。增强型MOSFET与耗尽型MOSFET不同,通常它的通道电阻很大,通道的载流子数目极少。若将正的栅源电压加在N沟道增强型MOSFET上,P型半导体区域中的电子将移入通道,结果增加了通道的导电性[如图4.89(c)所示]。对于P沟道增强型MOSFET,负的栅源电压将吸引空穴进入通道以增加其电导[如图4.89(d)所示]。

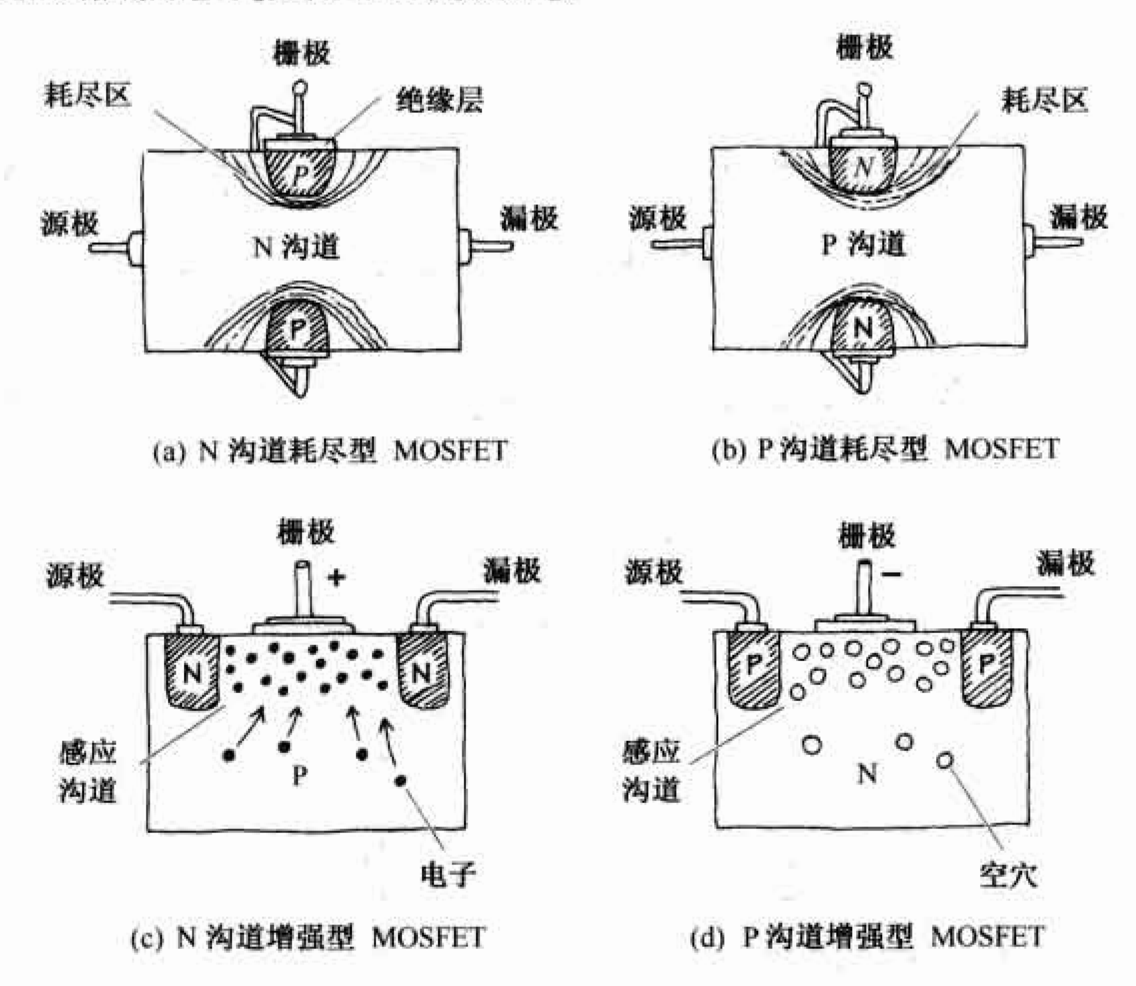


图4.89 MOSFET的工作原理

基本应用

此电路显示了怎样用MOSFET来控制通过灯泡的电流(参见图4.90)。通过栅极电压使灯泡变暗,所用的MOSFET不同则电压不同。

耗尽型MOSFET的理论分析

在图4.91所示的电路中,除了输入阻抗更大以外,可以采用与处理耗尽型MOSFET相同的方法来处理JEFT,下面用图、定义和公式归纳了这个理论。

欧姆区:MOSFET开始呈现电阻特性,类似于一个可变电阻器。

饱和区:MOSFET受栅源电压(V_{GS})的影响强烈,而几乎不受漏源电压(V_{DS})的影响。

关断电压($V_{GS,off}$):通常被作为夹断电压(V_p),表示使MOSFET阻止几乎全部漏源电流通过时的特定栅源电压。

击穿电压(BV_{DS}):致使电流击穿MOSFET通道的漏源电压(V_{DS})。

饱和漏电流(I_{DSS}):当栅源电压为0 V(或栅极源极短接)时的漏极电流。

跨导(g_m):当漏源电压为一固定值 V_{DS}时,漏极电流随栅源电压变化的比率,它类似于双极型晶体管的跨导($1/R_{tr}$)。

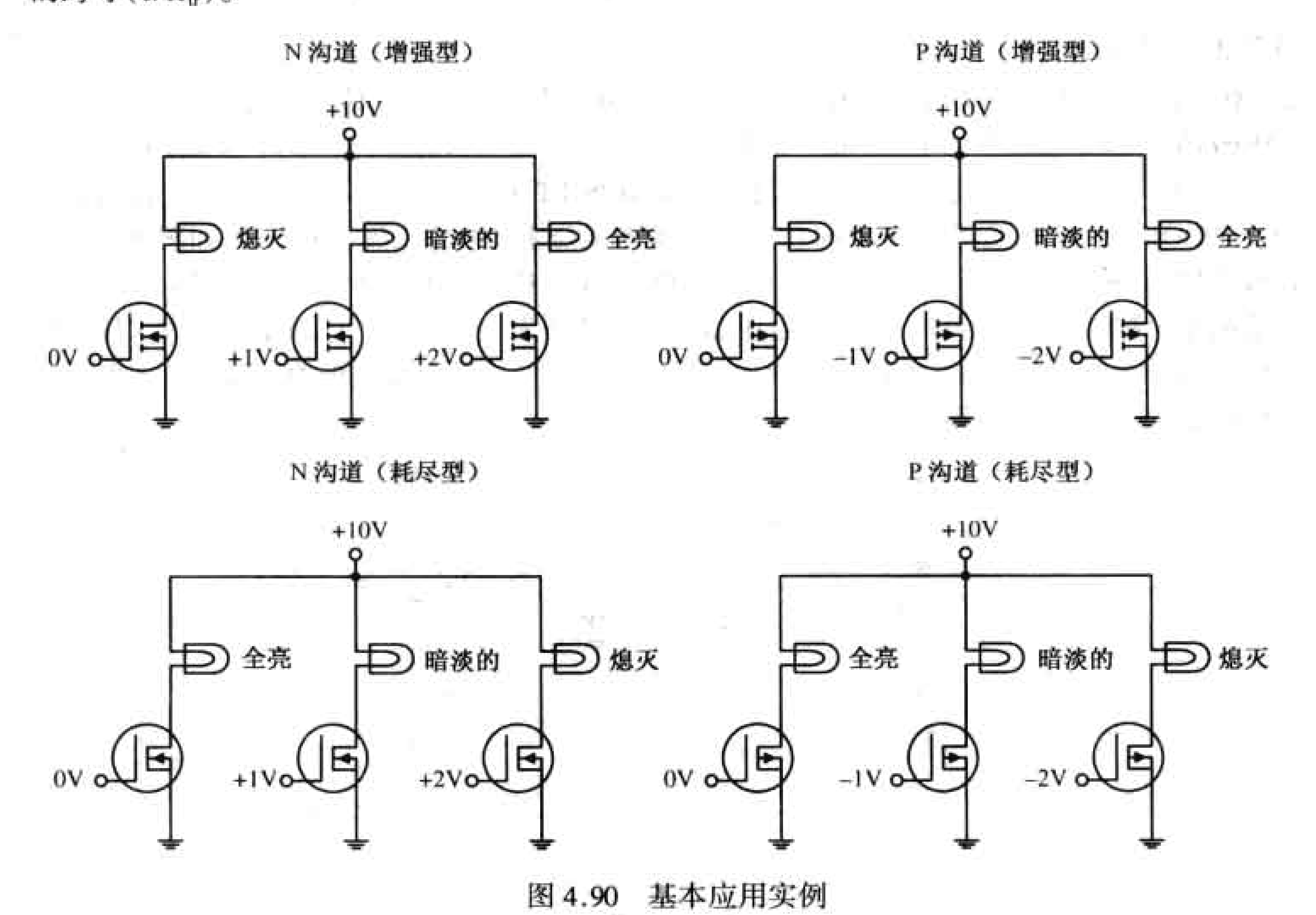



图 4.90 基本应用实例

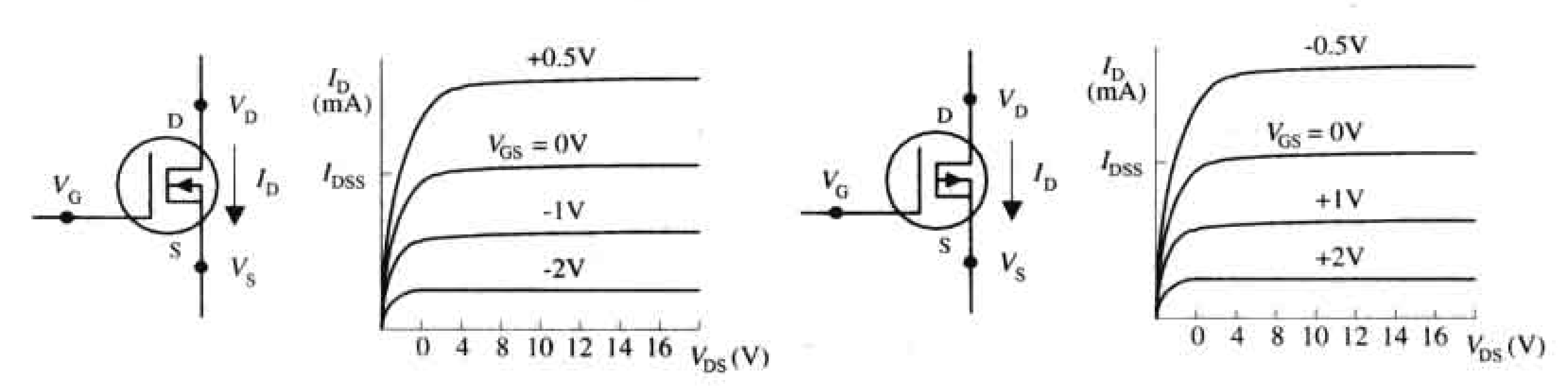


图 4.91 耗尽型MOSFET的理论分析

耗尽型MOSFET的常用公式

一个N沟道结型场效应管的 $V_{GS,off}$是负的。

漏极电流(欧姆区)

$$I_D=I_{DSS}\left[2\times\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)\frac{V_{DS}}{-V_{GS,off}}-\left(\frac{V_{DS}}{V_{GS,off}}\right)^2\right]$$

一个P沟道结型场效应管的 $V_{GS,off}$是正的。

漏极电流(恒流区)

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)^2$$

漏源电阻

$$R_{DS}=\frac{V_{DS}}{I_D}\approx\frac{V_{GS,off}}{2I_{DSS}(V_{GS}-V_{GS,off})}=\frac{1}{g_m}$$

$V_{GS,off}$，I_{DSS}是可知参数（可由参数表或包装上得到）。

饱和电阻

$$R_{DS,on}=\text{常数}$$

漏源电压

$$V_{DS}=V_D-V_S$$

跨导

$$g_m=\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\bigg|_{V_{DS}}=\frac{1}{R_{DS}}$$

$$=g_{m_0}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)=g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

典型值为：

I_{DSS}：1 mA ~ 1 A

$V_{GS,off}$：−0.5 ~ −10 V(N 沟道)

+0.5 ~ +10V(P 沟道)

$R_{DS,on}$：10 ~ 1000 Ω

BV_{DS}：6 ~ 50 V

1 mA 时的 g_m：500 ~ 3000 μΩ

栅极短路跨导

$$g_{m_0}=\frac{2I_{DSS}}{V_{GS,off}}$$

增强型 MOSFET 技术信息和公式

想要掌握增强型 MOSFET 的工作情况还需要了解一些概念和公式，这里仅是一个理论概述（参见图 4.92）。

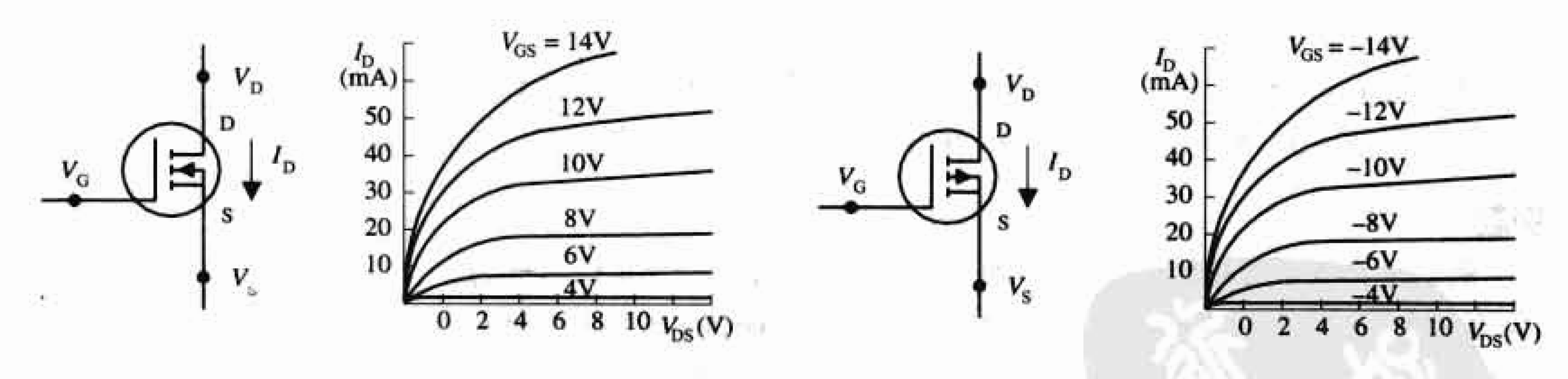


图 4.92　增强型 MOSFET 的理论分析

欧姆区：MOSFET 刚开始导通，类似于一个可变电阻器。

饱和区：MOSFET 受栅源电压 V_{GS}的影响强烈，而几乎不受漏源电压 V_{DS}的影响。

开启电压（$V_{GS,th}$）：使 MOSFET 开始导电的栅源电压。

击穿电压（BV_{DS}）：致使电流击穿 MOSFET 通道的漏源电压（V_{DS}）。

特定偏置时的漏极电流（$I_{D,on}$）：参数表中给定 V_{GS}时的漏极电流 I_D。

跨导（g_m）：当漏源电压为一固定值 V_{DS}时，漏极电流随栅源电压变化的比率，它类似于双极型晶体管的跨导（I/R_{tr}）。

漏极电流(欧姆区)

$$I_D = k[2(V_{GS} - V_{GS,th})V_{DS} - \tfrac{1}{2}V_{DS}^2]$$

漏极电流(恒流区)

$$I_D = k(V_{GS} - V_{GS,th})^2$$

结构参数

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_{GS,th})^2} = \frac{I_{D,on}}{(V_{GS,on} - V_{GS,th})^2}$$

跨导

$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}} = \frac{1}{R_{DS}} = 2k(V_{GS} - V_{GS,th}) = 2\sqrt{kI_D} = g_{m_0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{D_0}}}$$

漏源电阻

$$R_{DS} = 1/g_m \qquad R_{DS_2} = \frac{V_{G_1} - V_{GS,th}}{V_{G_2} - V_{GS,th}} R_{DS_1}$$

结构参数 k 的值与晶体管通道宽度与长度的比成比例,并与温度有关。可用右边的结构参数公式来计算。

N 沟道增强型 MOSFET 的 $V_{GS,th}$是正的。

P 沟道增强型 MOSFET 的 $V_{GS,th}$是负的。

典型值为:

$I_{D,on}$:1 mA ~ 1 A

$R_{DS(on)}$:1 Ω ~ 1000 kΩ

$V_{DS,off}$: +0.5 ~ +10 V

$BV_{DS(off)}$:6 ~ 50 V

$BV_{GS(off)}$:6 ~ 50 V

在特定 I_D下 $V_{GS,th}$、$I_{D,on}$、g_m的值是已知的,在参数表或包装上能找到。

在给定电压 V_{G_1}时 R_{DS_1}是已知电阻,在另一栅极电压 V_{G_2}时的 R_{DS_2}可通过计算得到。

例题

例 1:一个 N 沟道耗尽型 MOSFET 的 I_{DSS} = 10 mA、$V_{GS,off}$ = −4 V,求 I_D、g_m、R_{DS}分别在 V_{GS} = −2 V 和 V_{GS} = +1 V 时的值?假定 MOSFET 工作在饱和区。

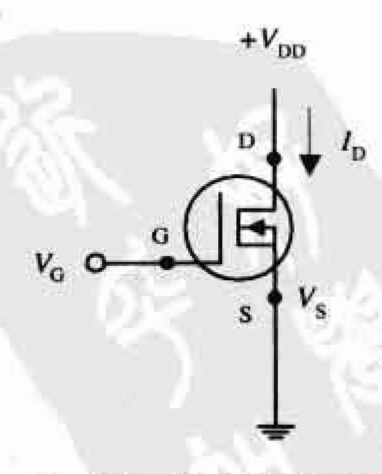


图 4.93　例 1 所示电路

解:当 V_{GS} = −2 V 时,$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right)^2 = 10\text{ mA}\left[1 - \frac{(-2\text{V})}{(-4\text{V})}\right]^2 = 2.5\text{ mA}$

为求 g_m必须先知道 g_{m_0}:

$$g_{m_0} = \frac{2I_{DSS}}{V_{GS,off}} = -\frac{2\times(10\text{ mA})}{-4\text{V}} = 0.005\text{ S} = 5000\ \mu\text{S}$$

将 g_{m_0} 代入下面的式子求 g_m

$$g_m = g_{m_0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS,off}}\right) = (5000\ \mu\text{S})\left(1 - \frac{-2\text{V}}{-4\text{V}}\right) = 2500\ \mu\text{S}$$

所以,漏源电阻 $R_{DS} = 1/g_m = 400\ \Omega$

应用相同的公式可以得到，当 $V_{GS} = +1\ \text{V}$ 时，$I_D = 15.6\ \text{mA}$、$g_m = 6250\ \mu\text{S}$ 及 $R_{DS} = 160\ \Omega$。

例 2：一个 N 沟道增强型 MOSFET 的 $V_{GS,th} = +2\ \text{V}$、$I_D = 12\ \text{mA}$，求 $V_{GS} = +4\ \text{V}$ 时 k、g_m和 R_{DS}的值？假设 MOSFET 工作在饱和区。

解：为了求 k，利用饱和区漏极电流公式

$$I_D = k(V_{GS} - V_{GS,th})^2$$

将 k 解出并代入已知量有

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_{GS,th})^2} = \frac{12\ \text{mA}}{(4\ \text{V} - 2\ \text{V})^2} = 0.003\ \text{S/V} = 3000\ \mu\text{S/V}$$

则有

$$\begin{aligned} g_m &= 2k(V_{GS} - V_{GS,th}) = 2\sqrt{kI_D} \\ &= 2\sqrt{(3000\ \mu\text{S/V})(12\ \text{mA})} = 0.012\ \text{S} = 12{,}000\ \mu\text{S} \end{aligned}$$

所以漏源电阻 $R_{DS} = 1/g_m = 83\ \Omega$

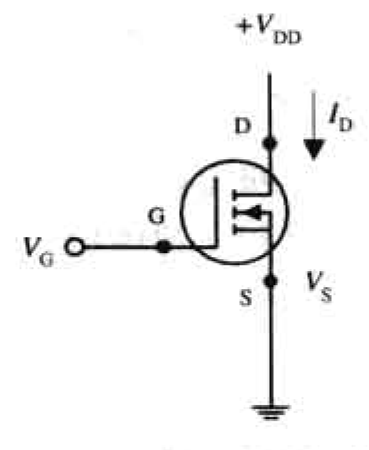


图 4.94　例 2 所示电路

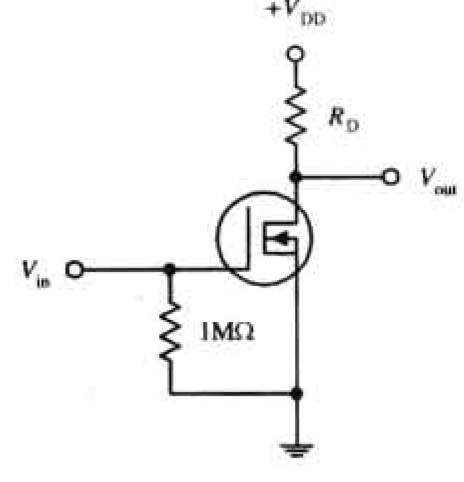


图 4.95　例 3 所示电路

例 3：在下面的 N 沟道耗尽型 MOSFET 电路中，$I_{DSS} = 10\ \text{mA}$、$V_{GS,off} = -4\ \text{V}$、$R_D = 1\ \text{k}\Omega$、$V_{DD} = +20\ \text{V}$，求 V_D和增益 V_{out}/V_{in}。

解：应用欧姆定律和基尔霍夫定律可得

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D R_D$$
$$V_{DD} = V_D + I_D R_D$$

后一个表达式考虑到源极接地（注意 1 MΩ 的电阻器，它是偏置电阻用来补偿泄漏电流及其他使 MOSFET 不稳定的参数，因为栅极电流很小其典型范围为 nA 或 pA，故电阻上的压降可以忽略）。现在假设无输入电压，则有 $I_D = I_{DSS}$，意味着

$$\begin{aligned} V_D &= V_{DD} - I_{DSS}R_D \\ &= 20\text{V} - (10\ \text{mA})(1\ \text{k}\Omega) = 10\text{V} \end{aligned}$$

而

$$g_{m_0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_{GS,off}} = -\frac{2\times(10\ \text{mA})}{-4\text{V}} = 5000\ \mu\text{S}$$

将 g_{m_0} 代入增益公式可得增益 $= \dfrac{V_{out}}{V_{in}} = 5$

例 4：在下面 N 沟道增强型 MOSFET 电路中，如果 $k = 1000\ \mu\text{S}$、$V_{DD} = 20\ \text{V}$、$V_{GS,th} = 2\ \text{V}$、$V_{GS} = 5\ \text{V}$，求使 V_D为电压中心值 10 V 时的电阻 R_D及电路的增益？

解：首先求漏极电流

$$\begin{aligned} I_D &= k(V_{GS} - V_{GS,th})^2 \\ &= (1000\ \mu\text{S/V})(5\text{V} - 2\text{V})^2 = 9\ \text{mA} \end{aligned}$$

$V_D = 10\ \text{V}$ 时由欧姆定律得

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{20\text{V} - 10\text{V}}{9\ \text{mA}} = 1100\ \Omega$$（1 MΩ 电阻的作用与上例中相同）

为了求增益先求跨导

$$g_m = 2k(V_{GS} - V_{GS,th}) = 2\times(1000\ \mu\text{S/V})(5\text{V} - 2\text{V}) = 6000\ \mu\text{S}$$

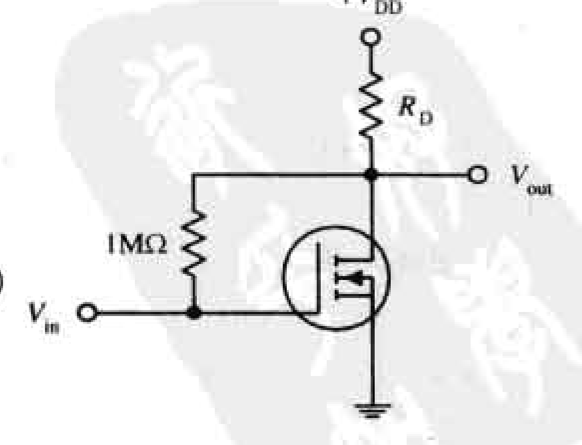


图 4.96　例 4 所示电路

代入增益表达式则有

$$\text{增益} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m R_D = 6.6$$

关于 MOSFET 的重要事项

MOSFET 可能还提供称为衬底的第四端(参见图 4.97)。衬底与漏极、源极通道之间形成了一个 PN 结,此端必须保持一个非导通电压[即衬底电压小于源极电压(N 沟道器件),或者大于源极电压(P 沟道器件)]。如果将衬底端与源极脱开(增强型 MOSFET),并给其加一个与源极电压不同的电压,对于给定的 V_{GS},将使开启电压 $V_{GS,th}$ 朝使漏极电流减少的方向变化$\frac{1}{2}V_{BS}^{\frac{1}{2}}$。在某些情况下,当泄漏效应、电容效应以及信号的极化必须平衡时,平移开启电压将变得很重要。增大加在栅极上的交流信号时,MOSFET 的衬底常常用来决定 MOSFET 的工作点。

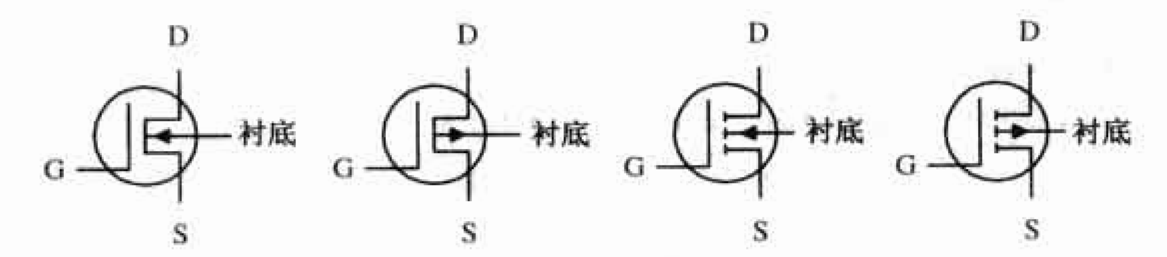


图 4.97 四端 MOSFET 元件

MOSFET 的易损性

MOSFET 是极端脆弱的,栅极与沟道间的薄氧化物绝缘体会受到来自带静电物体的电冲击。例如,当你走过地毯后触摸 MOSFET 的栅极,可能轻易地就将其中某个绝缘体击穿。走路时获得的电荷量足够大,可使电位高达几千伏。虽然相互作用时的放电电流量并不是很大,但氧化物绝缘体是非常薄的(栅极与通道的电容如此之小,典型值仅几 pF),很小的电流就可以将 MOSFET 击穿。装配 MOSFET 时,应该消除工作区域中的所有静电,在第 14 章中将有关于器件消除静电的方法。

MOSFET 的种类

类似于其他晶体管,MOSFET 的封装形式有金属壳的和塑料封装,大功率 MOSFET 具有金属凸耳可将其固定在散热片上(参见图 4.98)。高/低电平 MOSFET 驱动集成电路也很有用,这些驱动(典型为 DIP 形式)以许多独立的 MOSFET 组成用以处理逻辑信号。

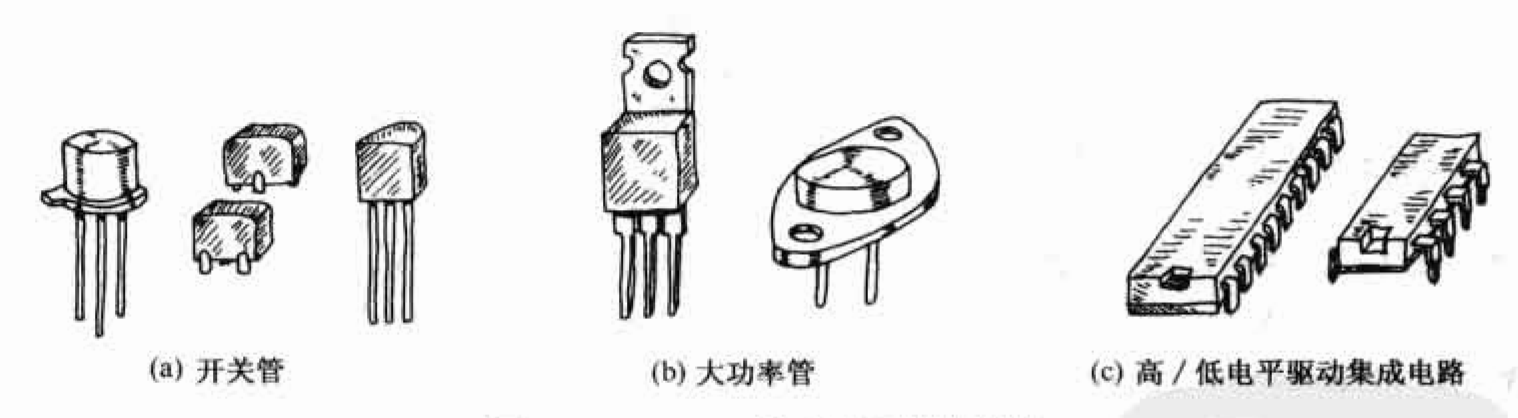


图 4.98 MOSFET 的种类和封装形式

购买 MOSFET 时需要考虑的有:击穿电压、$I_{D,max}$、$R_{DS(on),max}$、功耗、开关速度和静电的放电保护功能。

应用调光器

在图 4.99 中,N 沟道增强型功率 MOSFET 被用来控制流过灯泡的电流。用分压电阻 R_2 调整栅极电压,从而调整通过灯泡的漏极电流。

电流源

在图 4.100 所示的电路中,运放与一个 N 沟道耗尽型 MOSFET 构成一个可靠的电流源(误差小于 1%)。MOSFET 的电流通过负载,而 R_S 两端的采样电压接运放的反相输入端,与放大器同相输入端的输入电压比较,若漏极电流增加或减小,运算放大器作为响应会减小或增加其输出,从而改变了 MOSFET 的栅

极电压,控制负载的电流。这个运算放大器/MOSFET 电流源比一个简单双极型晶体管驱动源更可靠。漏电流极小,电路的负载电流由欧姆定律决定(应用在第7章中讨论的运算放大器的定理):

$$I_{load} = V_{in} / R_S$$

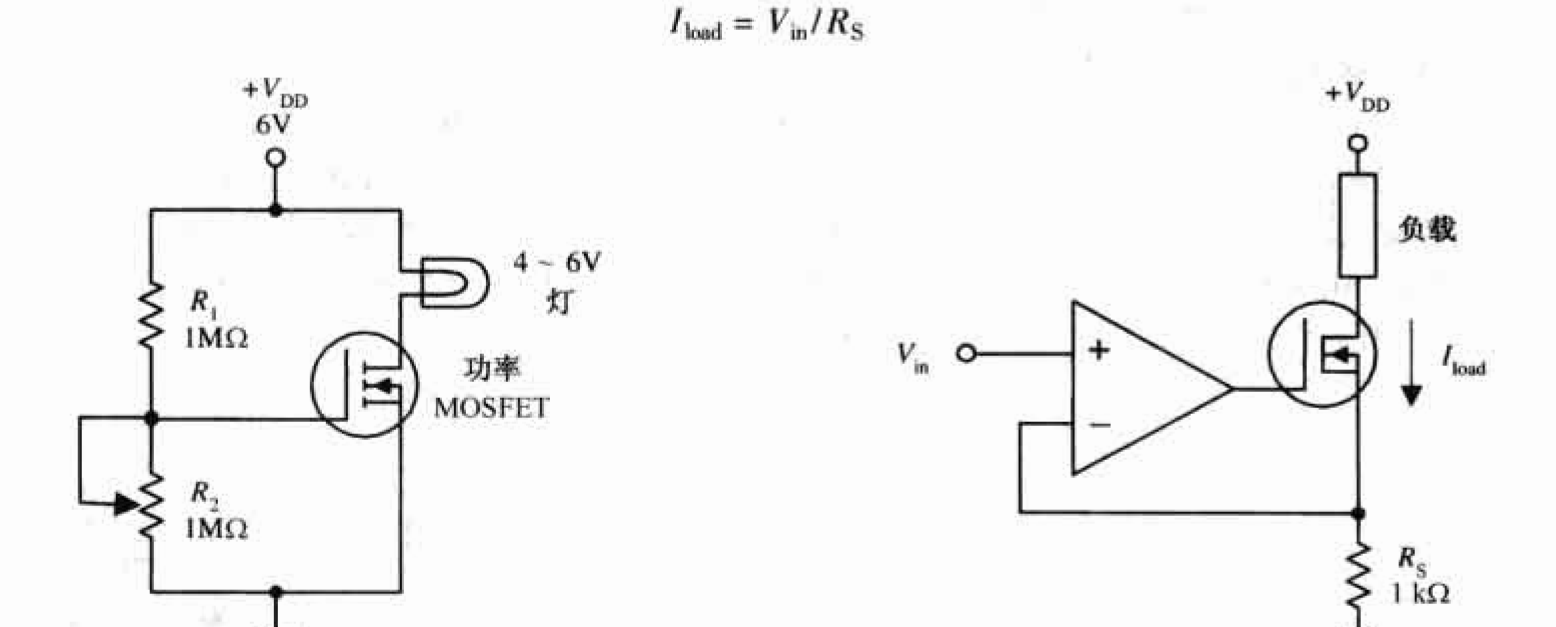


图 4.99 调光器　　图 4.100 电流源

放大器

在图 4.101 所示的电路中,共源极放大器和源极跟随器可以用耗尽型或增强型 MOSFET 构成。除了电路的输入阻抗更高之外,耗尽型 MOSFET 放大器类似于前面讨论的 JFET 放大器。增强型 MOSFET 放大器的工作过程与耗尽型 MOSFET 基本相同,但它需要一个分压器(与耗尽型的单个电阻相比较)来产生静态的栅极电压,而且增强型共源 MOSFET 放大器的输出是反相的。电路中电阻和电容的作用与前面所讨论的放大器电路相同。

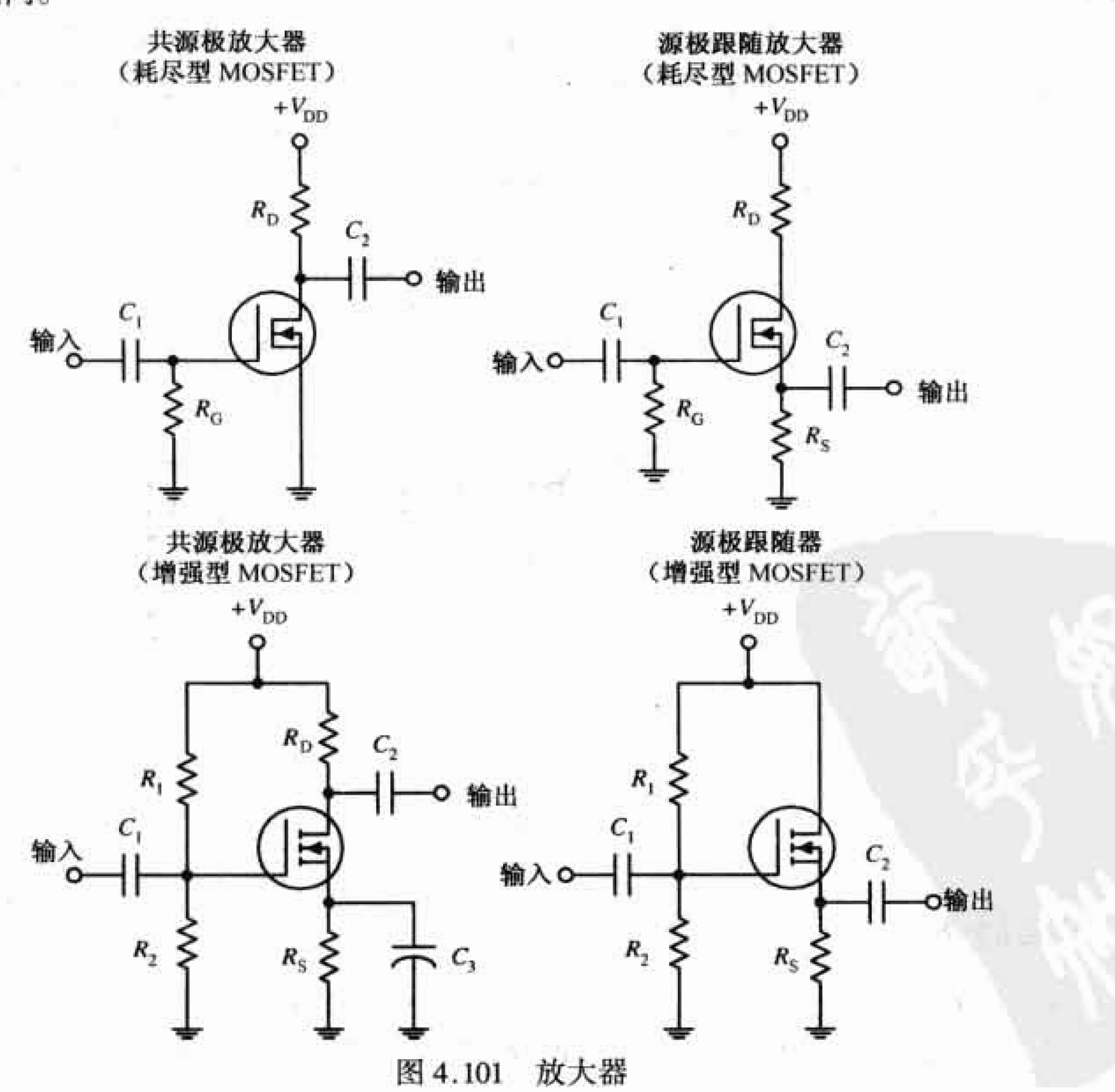


图 4.101 放大器

音频放大器

在图 4.102 所示的电路中,一个 N 沟道增强型 MOSFET 被用来放大一个由高阻抗麦克风产生的音频信号,放大的信号用来驱动扬声器。C_1为交流耦合电容器,分压电阻 R_2控制增益(音量)。

继电器的驱动(数字 - 模拟转换)

图 4.103 所示的电路用一个 N 沟道耗尽型 MOSFET 作为逻辑电路和模拟电路的接口。在这个例子中,一个与门被用来驱动 MOSFET 导通,从而使继电器动作。若输入 A 和 B 都为高电平,继电器开关打向 2,任何一个其他输入组合(高/低、低/高、低/低)都使开关打向 1。作为数字电路和模拟电路的接口,MOSFET 是一个好的选择;MOSFET 极高的输入阻抗和较低的输入电流使其在驱动高压或大电流模拟电路时成为一个好的选择,不用考虑其从驱动逻辑电路中吸收的电流。

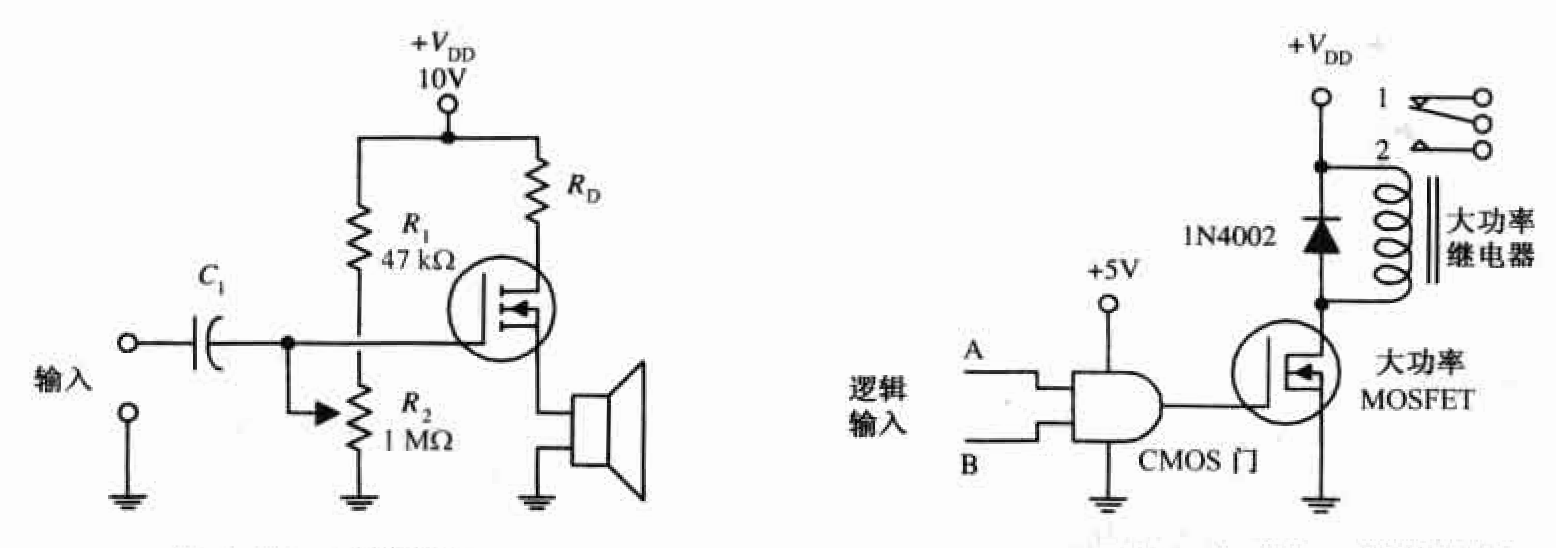


图 4.102 音频放大器

图 4.103 继电器的驱动(数字 - 模拟转换)

直流电动机的转向控制

图 4.104 所示的逻辑输入信号控制直流电动机的旋转方向。当输入为高电平时,上方的与非门输出为低电平,导致晶体管 1、4 导通。同时,这个门的高电平输出被送到下方的与非门输入端,下面的与非门输出为低电平,因此晶体管 2 和 3 关断。这样,电流只能从电源通过晶体管 1、电机、晶体管 4 到地,从而电动机朝一个方向旋转。可是,如果输入为低电平,则晶体管 2 和 3 闭合,而 1 和 4 断开,这使电流从相反的方向流过电机,所以电机反向旋转。

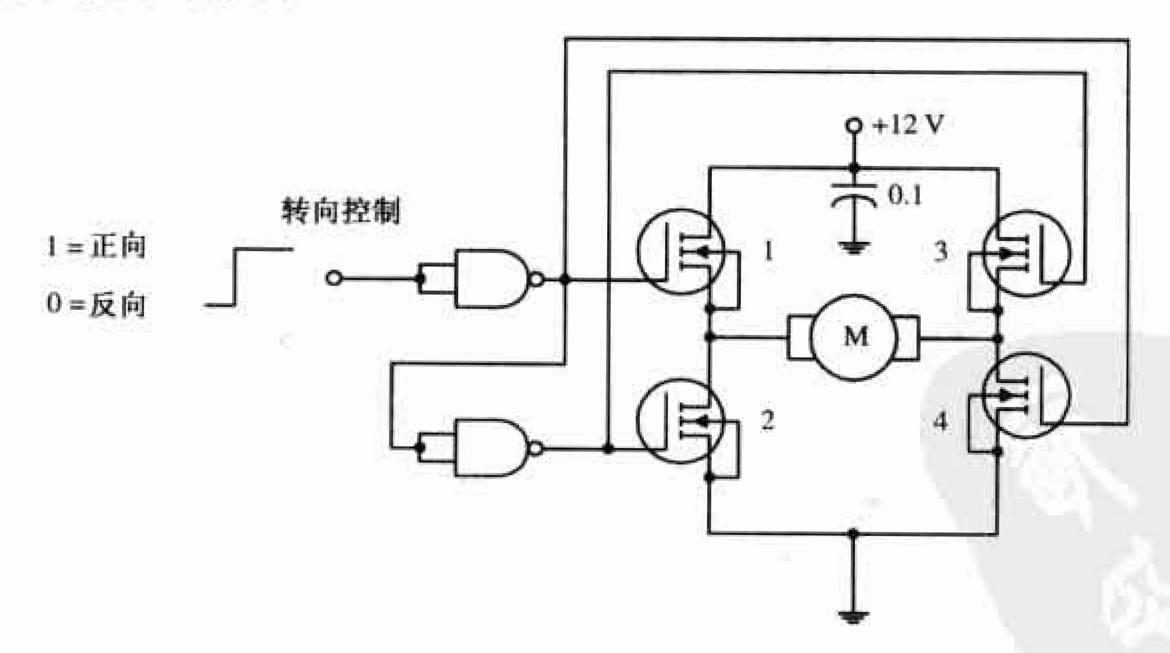


图 4.104 直流电动机的转向控制

4.3.5 单结晶体管

单结晶体管(UJT)是专门用于电控开关(不用于放大控制)的三端器件(参见图 4.105)。UJT 的基本功能是简单的,当在发射极和任一基极(B_4或 B_2)之间没有电位差时,仅有一个很小的电流从 B_2到 B_1。可是,

如果一个相对于其基极足够大的正触发电压加在发射极，一个来自发射极的较大电流与从 B_2 到 B_1 的小电流一起在 B_1 产生一个大的输出电流。前面提到的其他晶体管的控制端(如发射极或栅极)只提供很小的或者不提供电流，而 UJT 相反，其发射极电流是输出电流的主要来源。

UJT 如何工作

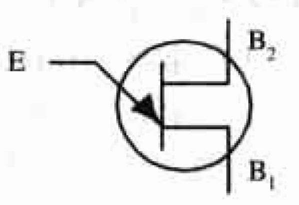


图 4.105 单结晶体管的电路符号

UJT 的简单模型如图 4.106 所示，它由中间带有的 P 型半导体凸起块的 N 型条状半导体组成。条块的一端作为基极 1 的端子，另一端作为基极 2 的端子，凸起部分为发射极。下面简单介绍 UJT 怎么工作。

无电压加在发射极时，仅有相对很少的电子通过 B_1 和 B_2 之间的 N 区。通常 B_1 和 B_2 端的阻抗较大(约为几千欧姆)。

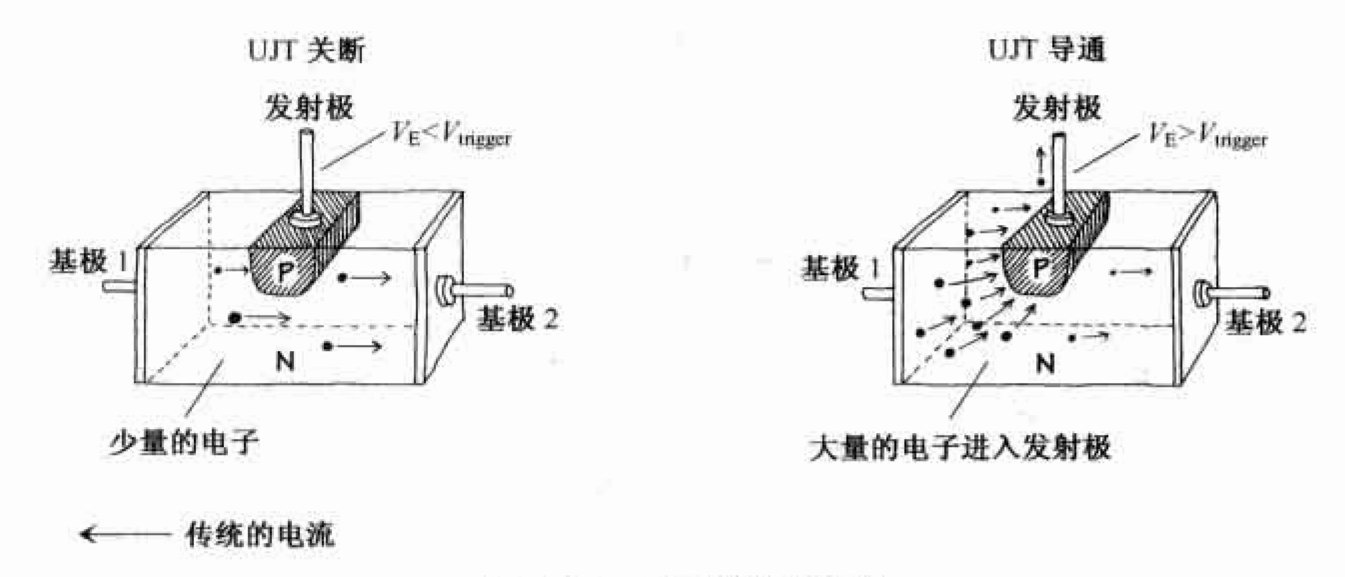


图 4.106 UJT 的基本结构

当一个足够大的电压加在发射极，发射极与通道的 PN 结正向偏置(类似于二极管正向偏置)，这样就允许基极 1 的大量电子穿过发射极。既然通常把电流方向定义为电子流动的相反方向，所以说一个正的电流从发射极流入通道和通道电流一起构成一个大的 B_1 输出电流。

技术信息

图 4.107 展示了一个 UJT 的典型伏安特性曲线，以及一个 UJT 的等效电路。从理论上说，若 B_1 接地，除非加在发射极上的电压超过称之为触发电压的临界电压值，否则将没有作用(不会增加从一个基极端到另一个基极端的导电性)。这个触发电压由下式给定：

$$V_{trig} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{B2} = \eta V_{B2}$$

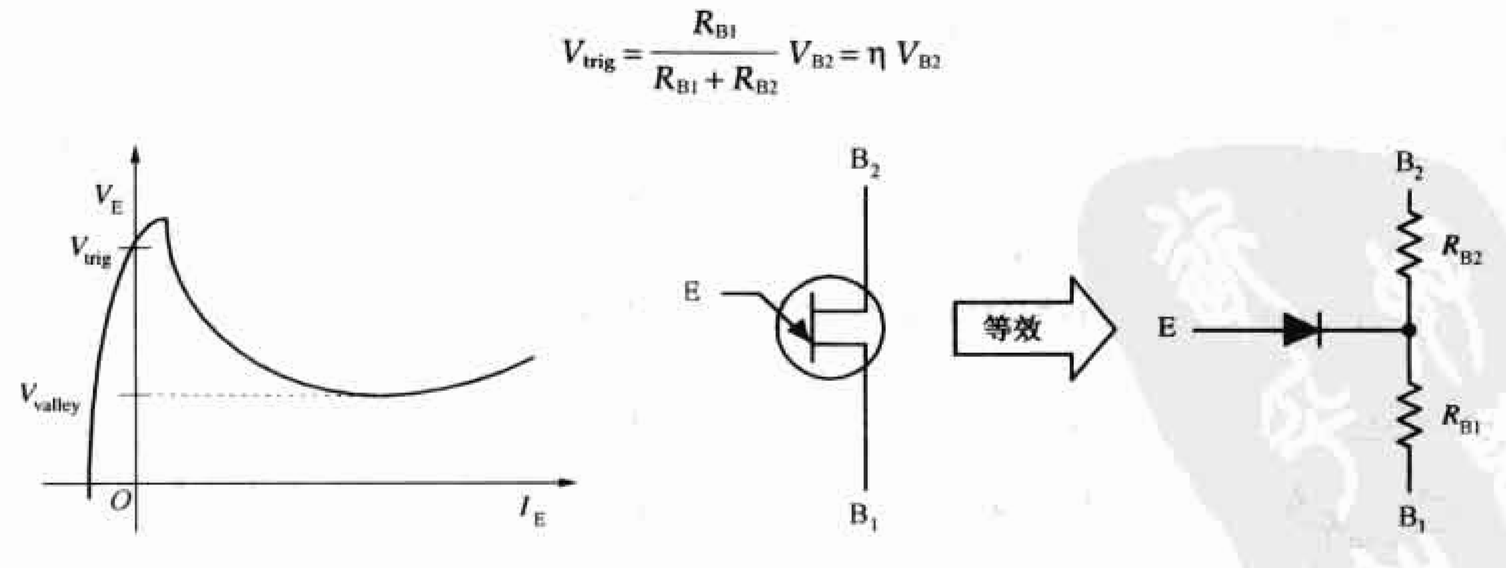


图 4.107 典型 UJT 的伏安特性与电路模型

在这个公式中，R_{B1} 和 R_{B2} 为每个基端和 N 通道之间区域的内部阻抗。当发射极开路时，这个混合通道电阻的典型值为几千欧姆，R_{B1} 稍大于 R_{B2}。一旦达到触发电压，PN 结正偏(等效电路中的二极管开始导通)，电流从发射极流入通道。但是怎样决定 R_{B1} 和 R_{B2} 的大小呢？大多数制造商没有给出这两个值，作为

替代它们给了一个叫做分压系数 η 的典型参数。在假设发射极没有导通时,这个分压系数 η 等于前述表达式中的 $R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})$。η 值在 0~1 之间,但典型值在 0.5 左右。

典型应用(弛张振荡器)

UJT 常被用在振荡电路中,在图 4.108 中,UJT 同电阻电容组成了一个振荡器,能输出三种不同的波形。在电路工作时,C_E通过 R_E充电直到发射极的电压达到触发电压,一旦超过触发电压,E 到 B_1的电导率迅速增大,这样就允许电流从电容进入发射极、穿过发射极 - 基极 1,然后到地。而 C_E突然失去电荷,发射极电压也突然下降到触发电压以下,循环往复,产生出如图所示的波形。振荡器的频率由 RC 充放电周期决定:

$$f=\frac{1}{R_E C_E \ln[1/(1-\eta)]}$$

例如,若 $R_E=100\ \text{k}\Omega$, $C_E=0.1\ \mu\text{F}$, $\eta=0.61$,则 $f=106\ \text{Hz}$。

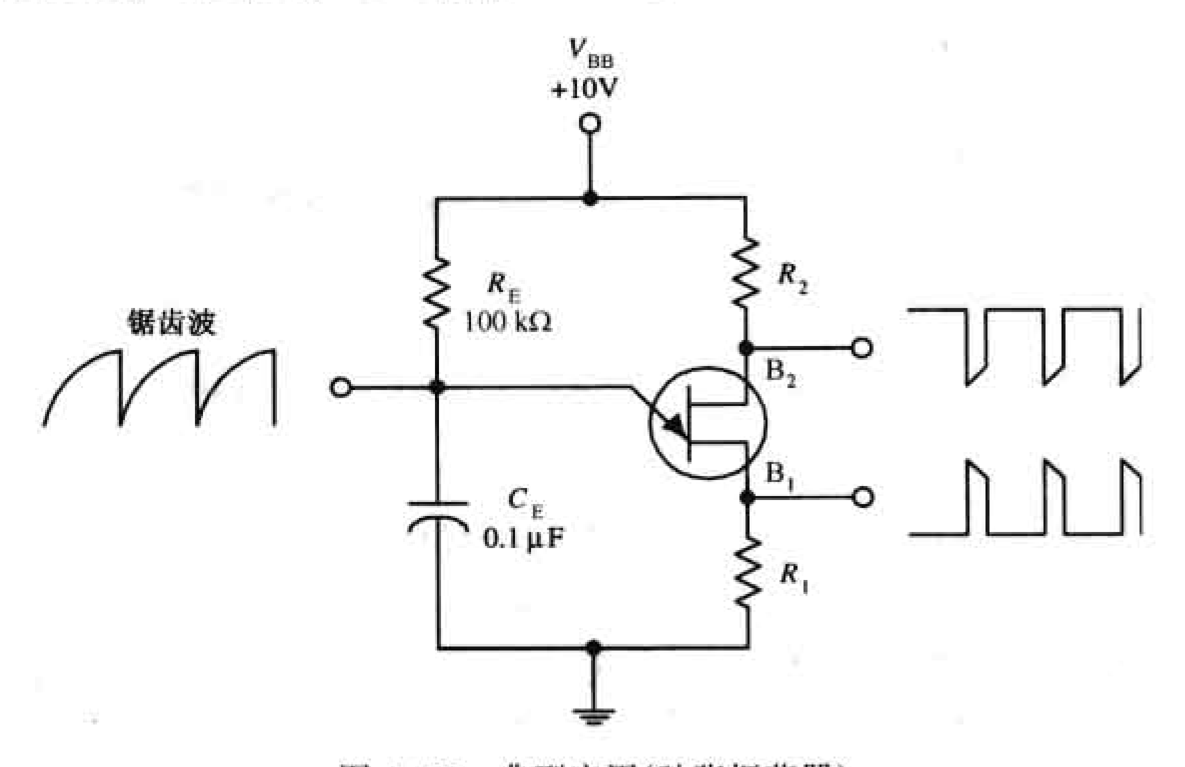


图 4.108 典型应用(弛张振荡器)

UJT 的种类

基本开关型

图 4.109 所示的 UJT 常用于振荡器电路、时钟电路和电平检测电路。典型的极限值参数有:I_E 为 50 mA,内部基极电压 V_{BB}为 35~55 V,功耗为 300~500 mW。

可编程型

可编程单结晶体管(PUT)类似于 UJT,除了 R_{BB}, I_V(电流波谷值)、I_P(电流峰值)、η(分压系数)可通过一个外部的分压器来编程,为了消除电路的不稳定性改变这些参数通常是必要的。PUT 的电路符号与 UJT 相比,看起来有根本的不同之处(如图 4.110 所示)。端子的名称也不同,分别为栅极、阴极和阳极。PUT 常被用于构建时钟电路、高增益相位控制电路和振荡器电路。在下面的应用章节中有 PUT 的一些简单应用。

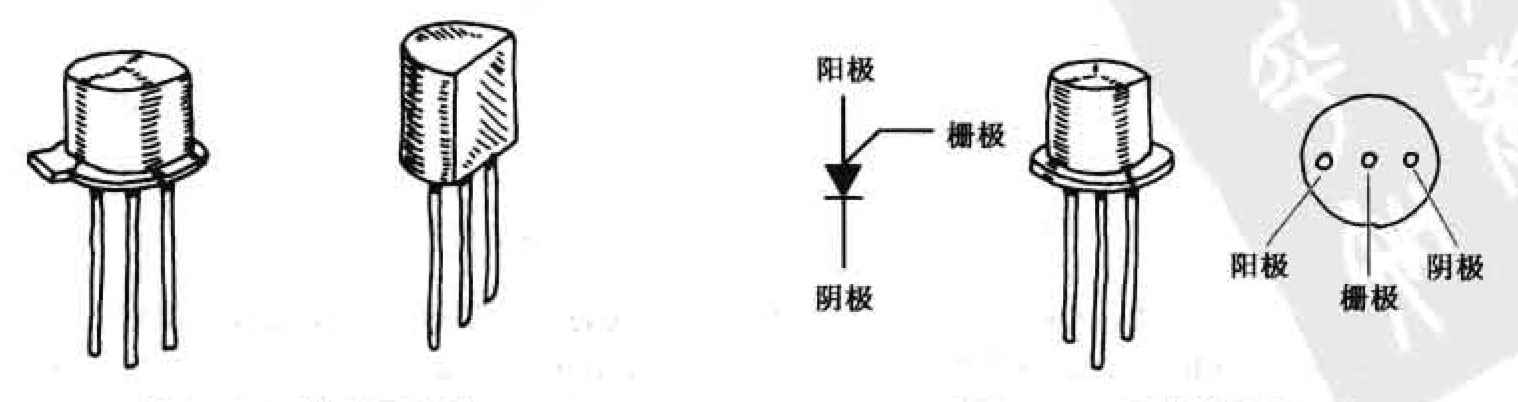


图 4.109 基本开关型　　图 4.110 可编程型(PUT)

应用

定时/继电器驱动

图 4.111 所示电路使继电器以重复的方式从一个位置到另一位置投切开关。一个正的电源电压给电容充电，当电容两端的电压达到 UJT 的触发电压时，UJT 导通。这使继电器开关切向位置 2；当电容电荷放电，其电压下降到触发电压以下时，UJT 将关断，继电器打向位置 1。R_1控制着电容的充电速度，电容值用来触发 UJT 的电流量，C 也影响充电速度。

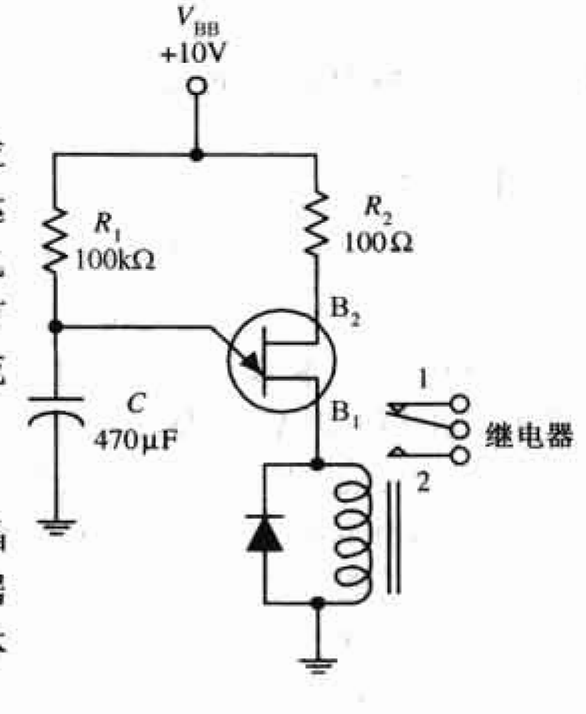


图 4.111 定时/继电器驱动

带有放大器的斜波信号发生器

在图 4.112 所示的电路中，用一个 UJT、一些电阻、一个双极型晶体管和一个电容组成了一个具有放大器（由双极型晶体管构成）的锯齿波发生器。像前面的振荡器一样，C_1 和 R_3 设置频率，双极型晶体管使输出电压与电容上的电压相同，为斜波或锯齿波。

PUT 弛张振荡器

在图 4.113 所示的电路中，PUT 可通过 R_1 和 R_2 编程来调整期望的触发电压和阳极电流，这两个电阻器形成分压器从而设置栅极电压 V_G（用来通断 PUT 的端子）。PUT 要动作，阳极电压必须超过栅极电压至少 0.7 V。当电容放完电时，栅极反向偏置，PUT 关断。随着时间的推移，电容通过 R_4 充电，当电荷累积充足时，一个足够大的电压将使栅极正偏置，这又使 PUT 闭合（也就是，若阳极电流 I_A 超过峰值电流 I_P）。接下来，电容通过 PUT 和 R_3 放电（注意：当 PUT 导通时，从阳极到阴极的电压约为 1 V）。当电容充分放电栅极不再有足够的电压时，阳极电流降低，最终停止。之后，再开始充电，循环往复。在阳极和源极端，可以输出脉冲波和锯齿波。

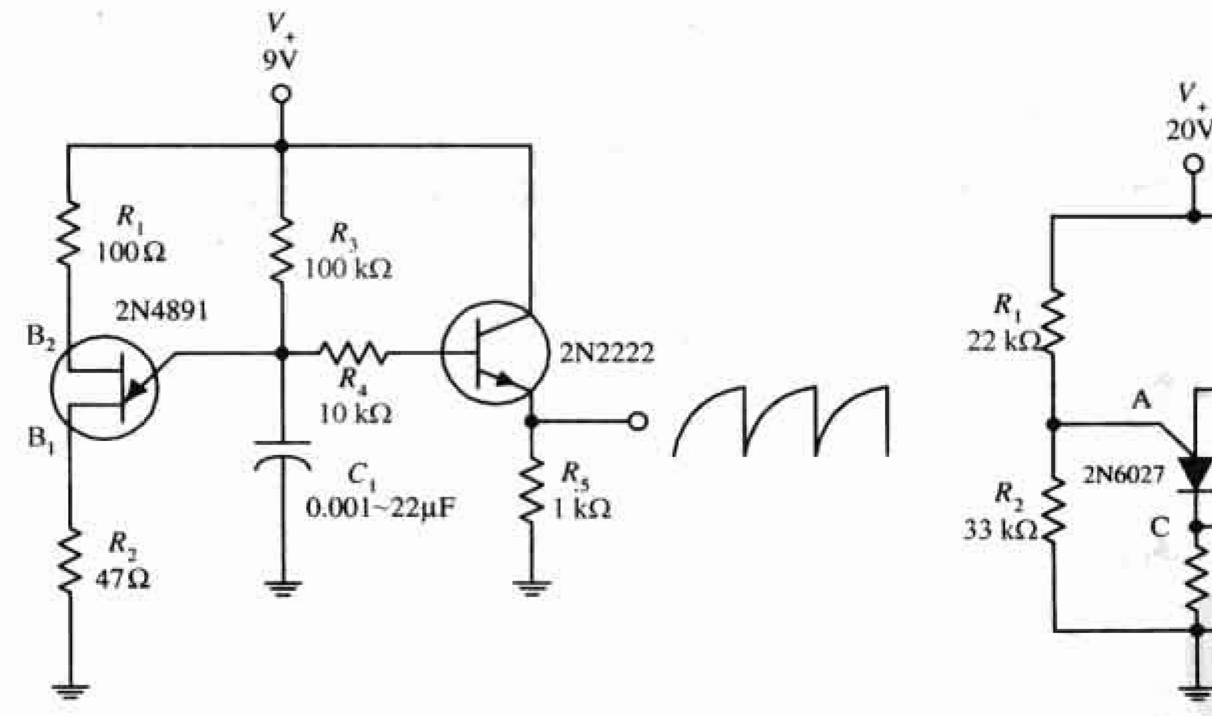


图 4.112 带有放大器的斜波信号发生器

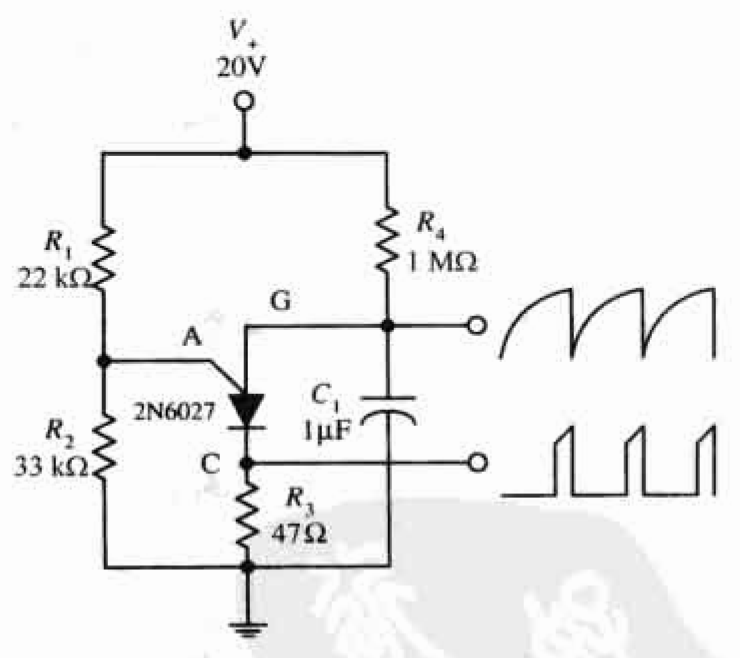


图 4.113 PUT 弛张振荡器

计算

当 $V_A = V_S + 0.7$ V 时，PUT 开始传导；这里 V_S由分压器得到：

$$V_S = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_+$$

当 V_A到达时，阳极电流变为：

$$I_A = \frac{V_+ - V_A}{R_1 + R_2}$$

4.4 半导体晶闸管

4.4.1 简介

晶闸管是二到四端的半导体器件,与晶体管用于放大信号不同,它们仅作为开关使用。一个三端晶闸管用加在其一个端子上的小电流或电压,去控制通过其他两个端子大得多的电流。此外,一个两端的晶闸管没有控制端,它被设计为当其两端的电压达到特定电压时导通,此电压称为击穿电压。两端的电压低于此击穿电压时,两端晶闸管保持关断。

这里,你可能会感到奇怪,在开关应用中为什么不简单的用晶体管代替晶闸管呢?是的,晶体管的确常用做开关,但相比晶闸管,因为它们要求精确控制电流或电压,用起来太灵敏了,如果控制电流或电压不精准,晶体管可能会停留在开和关之间的状态。依照普遍状况,开关在中间状态间滞留不是一个好的开关。反过来,晶闸管的设计不是应用在中间状态的,对于这些器件,要么导通要么断开。

就应用而言,晶闸管被用于速度控制电路、大功率开关电路、继电器的替代电路、低成本时钟电路、振荡电路、电平探测电路、相位控制电路、逆变电路、断路器电路、逻辑电路、调光电路、电机转速控制电路等。

表4.6提供了晶闸管主要种类的概述,当看到导通这个词时,意味着在两个导电端子之间的导电通道已经建立(例如阳极到阴极,MT1到MT2)。通常关断的条件是在无电压加在控制极(控制极开路)的情况下讨论的。在后面的章节中将会详细介绍晶闸管。

表 4.6 晶闸管的主要种类

类型	符号	工作模式
可控硅(SCR)	G, A, C	正常情况下关断,但当一个小电流进入控制极(G)时,SCR导通。即使当控制极电流被除去,SCR仍然导通。为了关断SCR,其阳极到阴极的电流必须为零或在阳极加一个比阴极更负的电压。电流仅按一个方向流动,从阳极(A)到阴极(C)
硅可控开关(SCS)	G, A, C, 阳极	类似于SCR,但通过在其第四端(被称为阳栅极)加正电压脉冲能够关断它。当负电压加在阳栅极,此器件也能被触发。电流按一个方向流动,从A(阳极)到C(阴极)
双向可控硅	G, MT1, MT2	类似SCR,但它能双向开断,意味着其能像开断直流那样开断交流。仅当控制极接收电流时双向可控硅导通,当控制极电流为零时,双向可控硅关断。电流通过MT1和MT2双向流通
四层二极管	A, C	其仅有两端,在电路中应用时,它的作用像一个电压敏感型开关。只要其两端的电压差在击穿电压以下,它都保持关断。可是,当电压差超过击穿点,它就导通。从A(阳极)到C(阴极)单方向导通
双向击穿二极管		类似于四层二极管但是能双向导通,可开断交流或直流

4.4.2 可控硅

可控硅(SCR)是一种三端半导体器件(参见图4.114),作用类似于一个由电控制的开关。当特定的触发电压或电流加在可控硅的控制极(G)时,在阳极(A)和阴极(C)之间的导电通道就形成了,电流只能单方向流动,从阳极到阴极(类似二极管)。

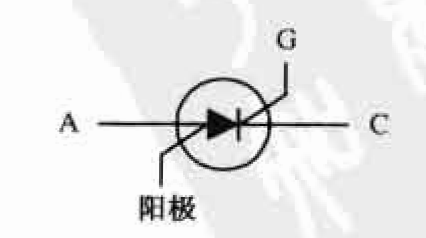


图 4.114 可控硅的表示符号

除了电流控制型开关外,SCR的另一个独特的地方是在控制极电流回

零后，其导通状态保持不变。在 SCR 被触发导通后，去除控制极电流对 SCR 没有影响，即当门极电流或电压被去除 SCR 保持其导通。关断它的唯一方法是使阳极到阴极的电流回零或反置阳极和阴极电压的极性。

就应用而言，SCR 用于开关电路、相位控制电路、逆变电路、限幅器电路和继电器控制电路等。

可控硅是怎样工作的

可控硅的本质是一个 NPN 和一个 PNP 双极型晶体管接在一起，如图 4.115 所示。双极型晶体管的等效电路可以很好地描述可控硅。

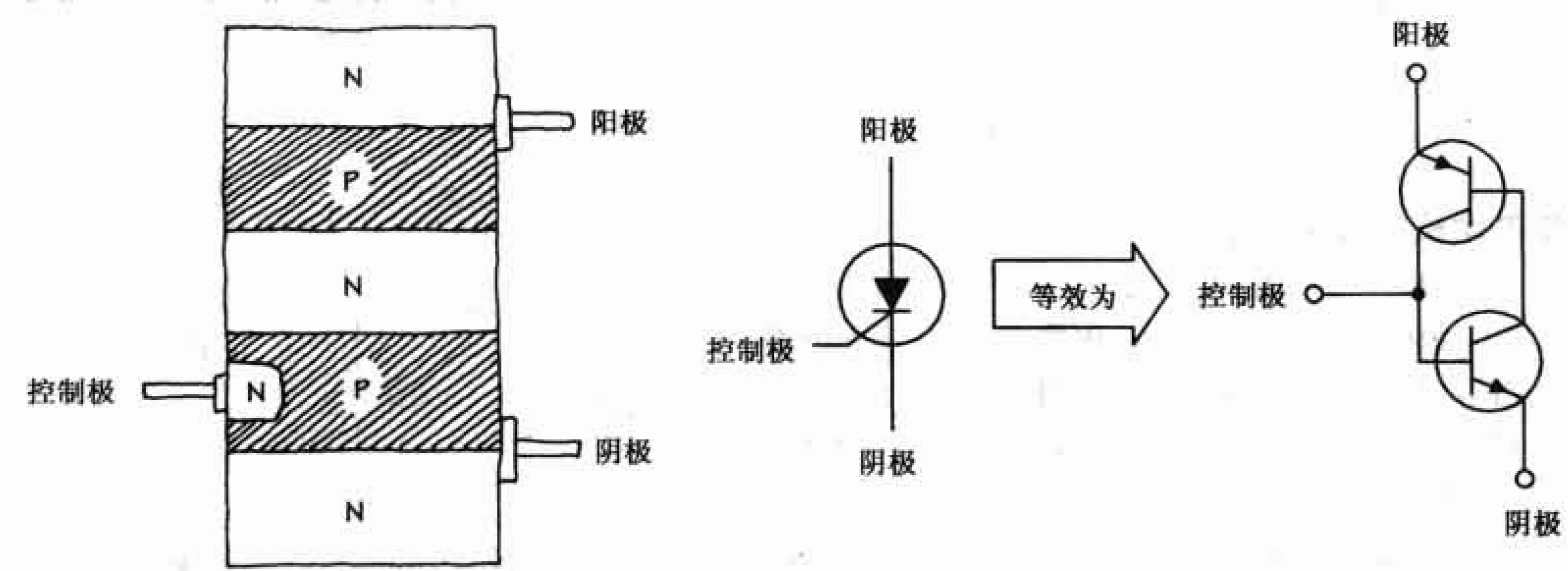


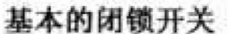
图 4.115 可控硅的工作原理

可控硅关断

在双极型晶体管等效电路中，如果控制极没有所需的正电压使 NPN 晶体管导通，PNP 晶体管的基极将不会有电流流出，这意味着两个晶体管都不能导通，因此电流不能从阳极流到阴极。

可控硅导通

如果一个正电压加在控制极，NPN 晶体管的基极被合适地偏置，所以 NPN 晶体管导通。一旦 NPN 晶体管导通，PNP 晶体管的基极有电流流出通过 NPN 晶体管的集电极，这正是 PNP 晶体管导通所需的。既然两个晶体管都导通了，那么电流就可自由的从阳极到阴极流动。注意即使控制极电流被去除，可控硅仍然保持导通。依照双极型晶体管等效电路，当控制极电流被去除时，两个晶体管都保持导通状态。因为有电流通过 PNP 晶体管的基极，晶体管没有关断的理由。



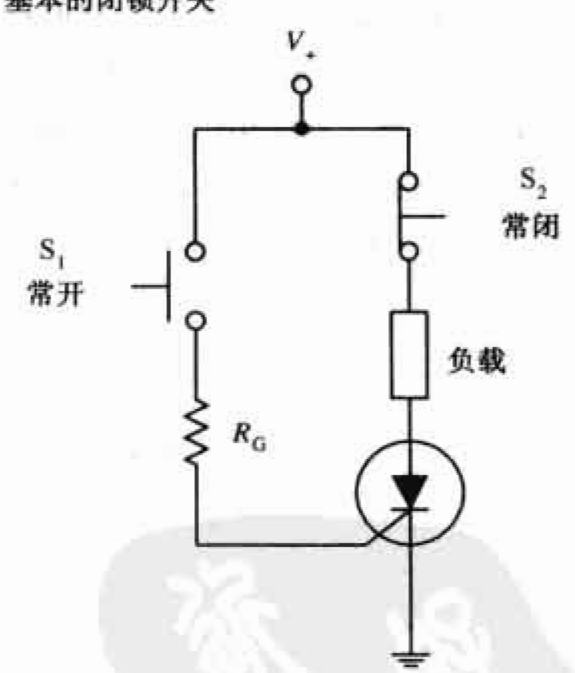


图 4.116 基本的闭锁开关

可控硅的基本应用

在图 4.116 中，SCR 用来组成一个简单闭锁电路。S_1 是一个常开按钮开关，而 S_2 是一个常闭按钮开关。当 S_1 被按下并释放，一个小的电流脉冲将进入可控硅的控制极，这样可控硅导通，电流流过负载。负载会一直通电直到 S_2 被按下，可控硅关断。控制极电阻用来调整 SCR 的触发电压或电流。应该注意一下 SCR 的触发规范。

在图 4.117 中，可控硅用来对正弦信号进行整流以驱动一个负载。将一个正弦波加在控制极，当阳极和控制极接收到波形正半周（超过触发电压）时，可控硅导通。一旦可控硅导通，正弦电源通过阳极和阴极，向负载供电。在波形负半周，可控硅类似反向偏置的二极管，可控硅关断。增加 R_1 会降低提供给可控硅控制极的电流或电压，这使阳极到阴极的导通产生一个时间的滞后。结果，使器件在一个周期中导通的部分可以控制（如图 4.117 所示），这意味着通过 R_{load} 的平均功率可以调整。利用可控硅串联可变电阻器的方式控制电流，具有很大的优势，因为其不存在电阻发热损耗能量的问题。

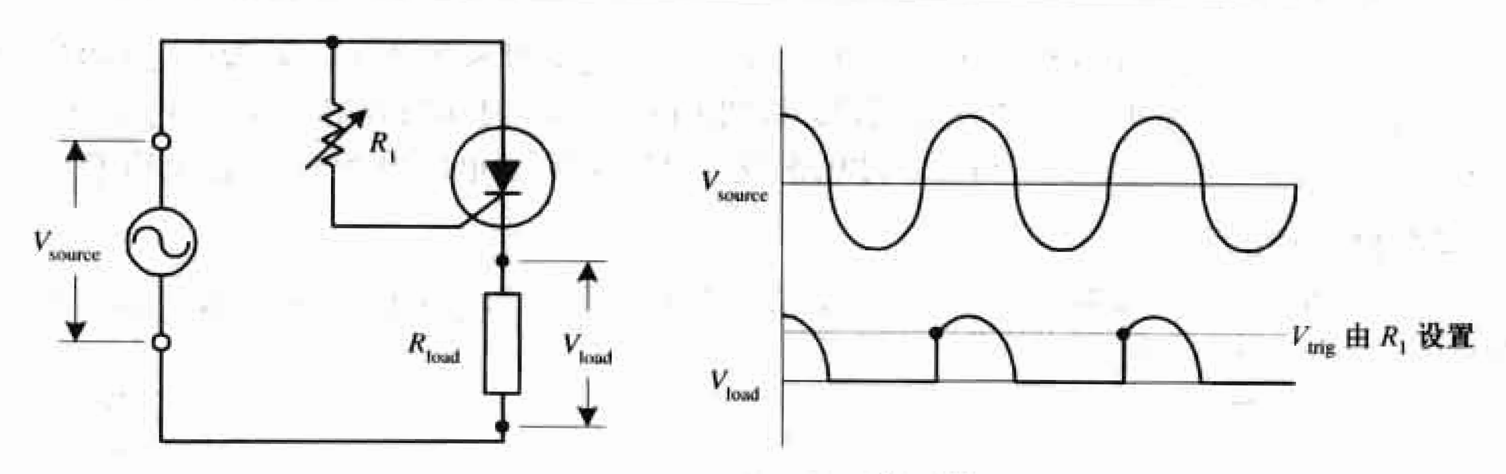


图 4.117 可控硅的通断过程

直流电动机的速度控制

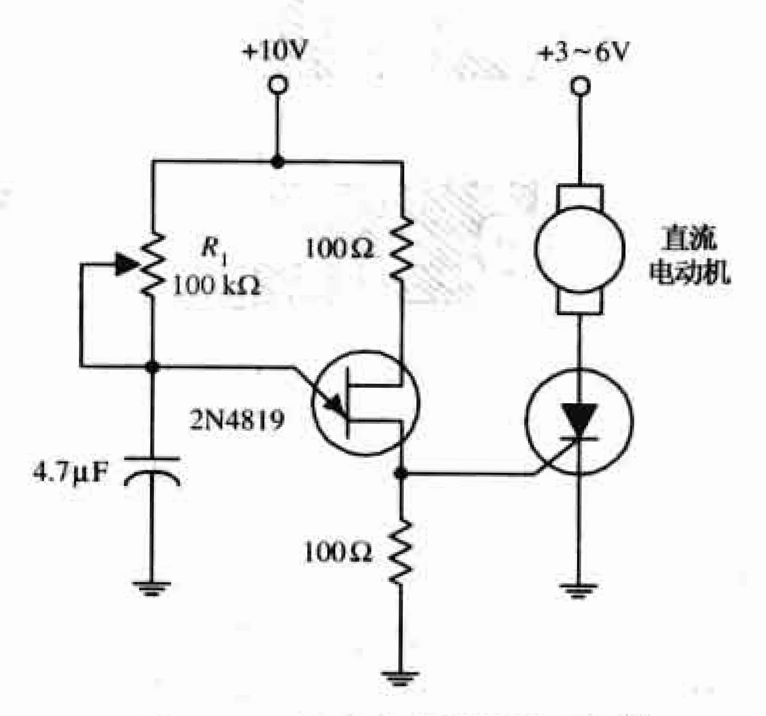


图 4.118 直流电动机的速度控制

一个可控硅与电阻、电容及一个 UJT 一起组成了一个直流电动机的调速电路。UJT、电容、电阻组成振荡器为可控硅的控制极提供交流电压,当控制极电压超过可控硅的触发电压时,可控硅导通,允许电流流过电动机。改变电阻 R_1 可改变振荡器的频率,因此决定了可控硅的触发时间与周期的比值,从而控制了电动机的速度。(电机表现为连续旋转,即使它接收到的是一系列的开/关脉冲,导通时间对周期的平均值决定着电动机速度),用这样一个简单连续可变电阻器控制电机转速的电路功耗较小。

可控硅的种类

一些 SCR 被设计为相位控制的应用,而其他用做高速开关。可控硅更重要的特性差别在于它们所能通过的电流量,典型的小电流可控硅的最大电流/电压范围,大约不超过 1 A/100 V。而中等电流的可控硅,其最大电流/电压范围的典型值不大于 10 A/100 V。大电流可控硅的最大范围在几千伏时电流可达几千安。小电流可控硅是塑料或金属封装,而中型或大电流可控硅要固定在散热片上(参见图 4.119)。

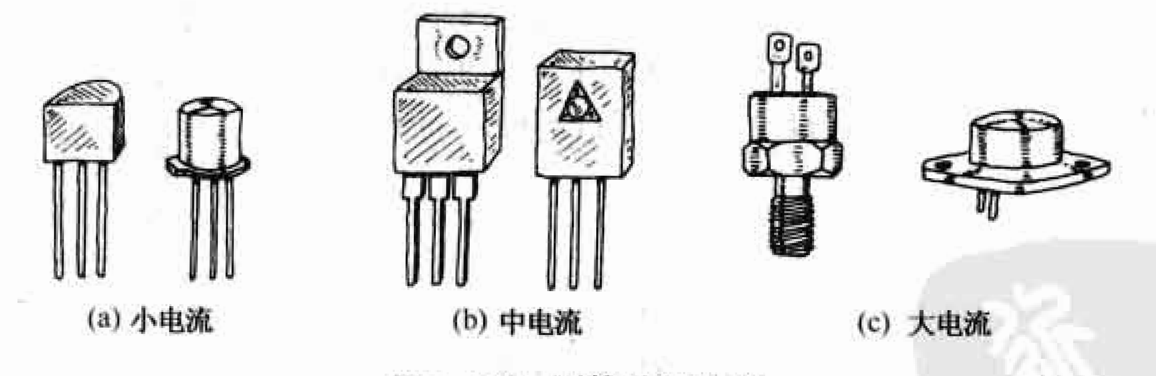


图 4.119 可控硅的种类

技术资料

这里是厂家描述可控硅的一些共同术语:

V_T 导通压降。当可控硅导通时的阳极 - 阴极电压。

I_{GT} 控制极触发电流。使可控硅导通所需要的最小控制极电流。

V_{GT} 控制极触发电压。产生控制极触发电流所需的最小控制极电压。

I_H 保持电流。保持可控硅导通状态最小的通过阳极 - 阴极的电流。

P_{GM} 控制极峰值功耗。在控制极和阴极之间区域可能消耗的最大功率。

V_{DRM} 断态反向重复峰值电压。可控硅两端在关断状态时出现的最大瞬时电压值，包括所有的重复瞬时电压，但不包括所有非重复瞬时电压。

I_{DRM} 断态重复峰值电流。可控硅在关断状态重复峰值电压下，关断状态电流的最大瞬时值。

V_{RMM} 反向重复峰值电压。可控硅两端的最大反向电压瞬时值，包括所有重复瞬时电压，但不包括所有非重复瞬时电压。

I_{RMM} 反向重复峰值电流。可控硅在反向重复峰值电压下反向电流的最大瞬时值。

为了使你建立一个期望得到的概念，表4.7给出了是一个可控硅参数表的部分例子。

表4.7 一个可控硅参数表的部分例子

MNFR #	V_{DRM} (MIN)(V)	I_{DRM} (MAX)(mA)	I_{RRM} (MAX)(mA)	V_T(V)	I_{GT}(TYP/MAX)(mA)	V_{GT}(TYP/MAX)(V)	I_H(TYP/MAX)(mA)	P_{GM}(W)
2N6401	100	2.0	2.0	1.7	5.0/30	0.7/1.5	6.0/40	5

4.4.3 硅可控开关

硅控开关(SCS)是一个类似于SCR的器件，但是当一个正电压或输入电流脉冲加在SCS附加的阳栅极时它会关断。此器件也以通过加一个负电压或输出电流脉冲在相同的端子而被触发导通。其他方面，硅可控开关的功能都类似于可控硅(已在上一节中详细介绍)。图4.120为硅可控开关的电路符号。注意有时引脚名称可能不标为阴极、栅极和阳栅极，而可能标成发射极(阴极)、基极(控制极)、集电极(阳栅极)。

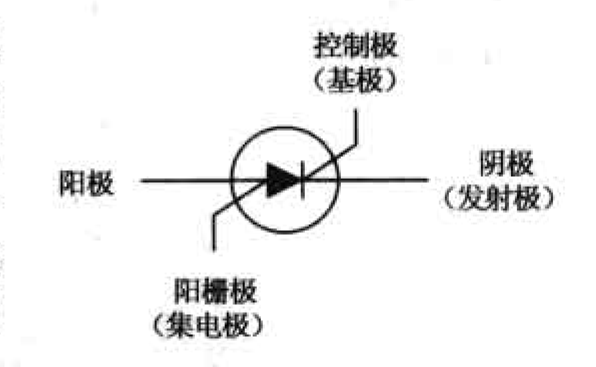


图4.120 硅可控开关的电路符号

硅可控开关可用于计数器、灯泡驱动、功率开关电路和逻辑电路，以及需要一个能分别被两个控制脉冲控制的任何开关电路。

硅可控开关是怎样工作的

图4.121展示了一个硅可控开关基本N型/P型硅的模型及其双极型晶体管等效电路。你可以看到，除了多出一个阳栅极端子，等效电路很像可控硅的等效电路。当一个正电流脉冲加到控制极时，NPN晶体管导通，这允许电流流出PNP晶体管的基极，因此PNP导通。两个晶体管都导通，使电流可以从阳极流到阴极，即硅可控开关导通。硅可控开关将保持导通直到阳极－阴极电流回零、改变阳极和阴极的极性或加一个正电压到阳栅极。这个正的阳栅极电压使晶体管自己维持的偏置电流为零。

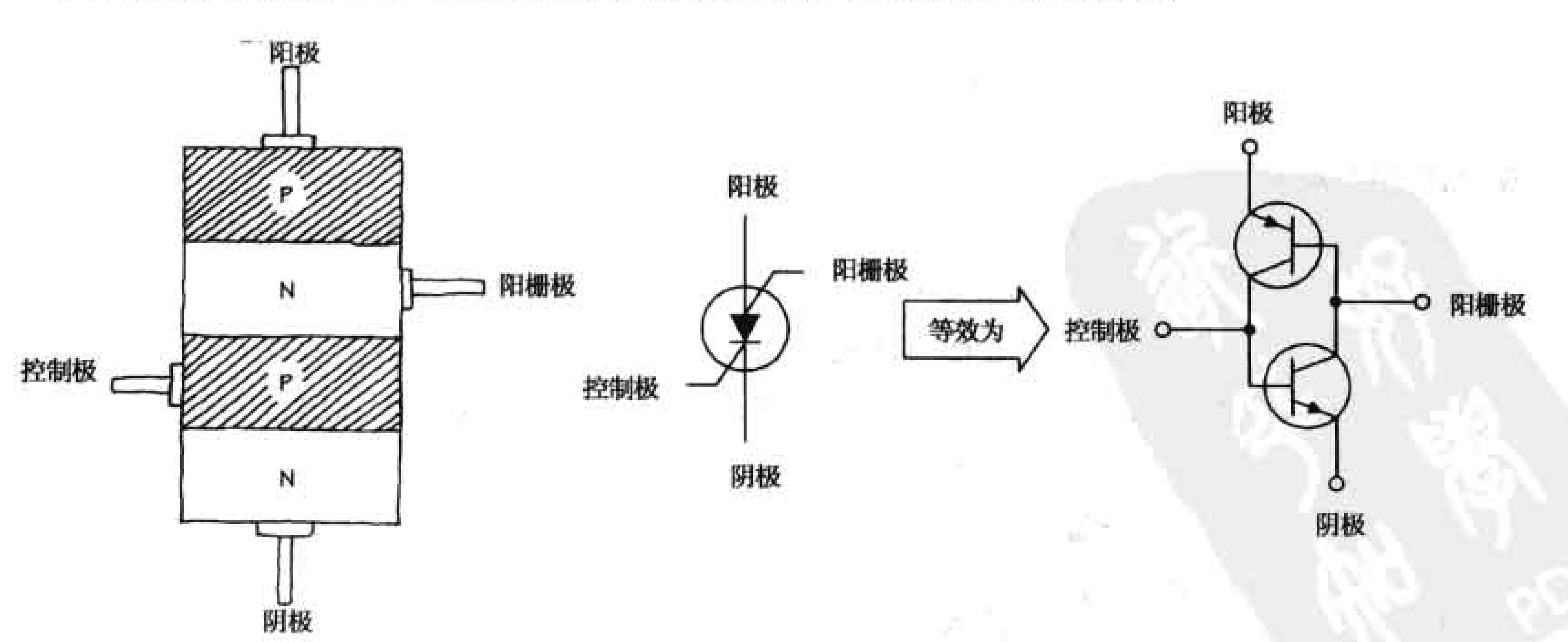


图4.121 硅可控开关与双极型晶体管的等效电阻

说明

当购买硅可控开关时,应确定所选择器件的击穿电压、电流和功耗范围合适,一个典型的参数表将会提供以下参数:BV_{CB}、BV_{EB}、BV_{CE}、I_E、I_C、I_H(保持电流)和 P_D(功耗)。这里假设指定的是另一组端子名称。

4.4.4　双向可控硅(TRIAC)

双向可控硅是一种类似于可控硅的器件(参见图4.122),它也是一种电控开关,但又不同于SCR,它允许电流双向通过,因此双向可控硅适用于交流。双向可控硅有三个端子,一个控制端(gate)和两个传导端子——MT1和MT2。当无电流或电压加在控制极的时候,双向可控硅保持关断。可是,如果特定的触发电压加在控制极时,器件导通。要关断双向可控硅,控制极的电流或电压必须被消除。

双向可控硅常用于交流电机控制电路、调光电路、相位控制电路和其他交流大功率开关电路,它们也常用来替代机械继电器。



图4.122　双向可控硅的电路符号

双向可控硅是怎样工作的

图4.123展示了双向可控硅的一个简单N型/P型硅模型,这个器件类似于两个反向并联的可控硅,等效电路描述了双向可控硅是如何工作的。

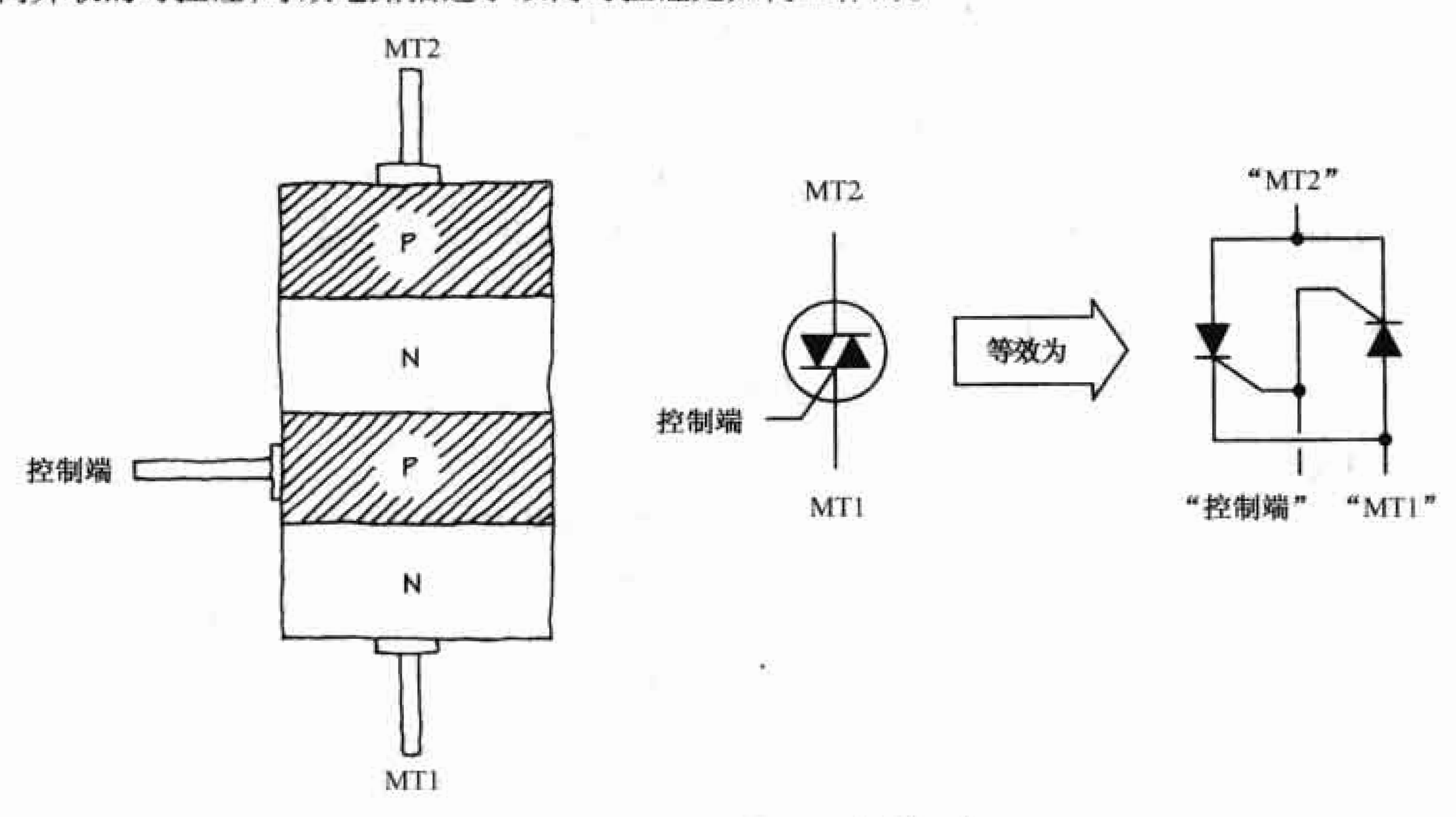


图4.123　双向可控硅的等效电路

双向可控硅关断

由双向可控硅的等效电路可知,当无电流或电压加到控制极时,两个可控硅的控制极都没有接收到触发电压,因此电流从两个方向都不能通过MT1和MT2。

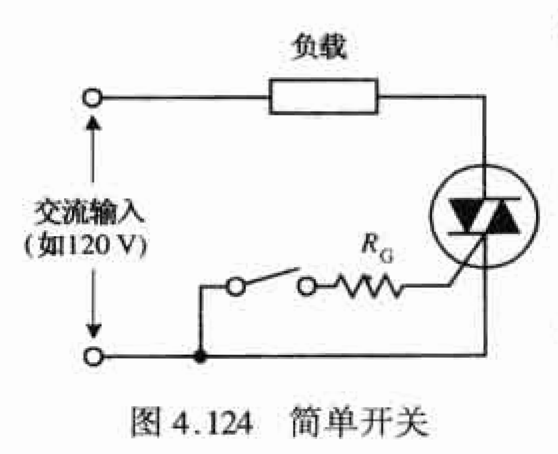


图4.124　简单开关

双向可控硅导通

当特定的正触发电流或电压加在控制极时,两个可控硅都接收到了充足的电压触发其导通。一旦双向可控硅导通,电流既可以从MT1到MT2也可以从MT2到MT1通过。如果控制极电压被消除,当MT1和MT2两端的交流波形过零时,双向可控硅关断。

基本应用

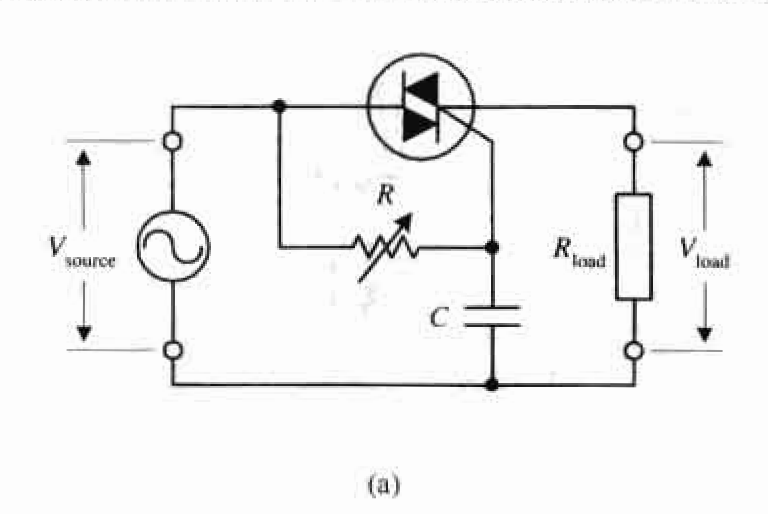
简单开关

图4.124所示为一个简单电路,它说明了双向可控硅怎样允许或

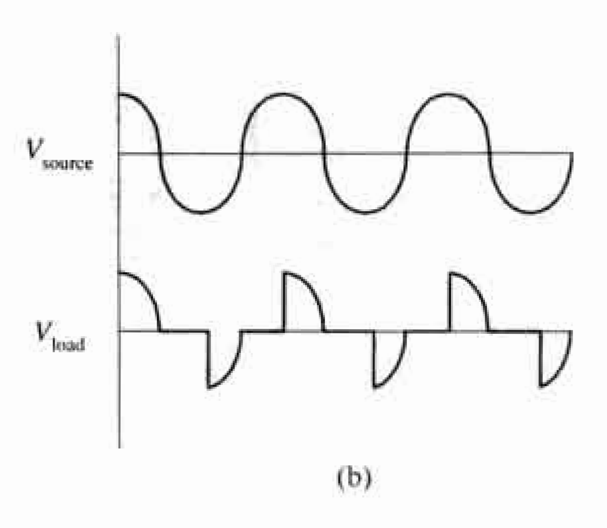
阻止电流到达负载。当机械开关断开时,无电流进入双向可控硅的控制极,双向可控硅保持关断,无电流通过负载;当开关闭合时,一个小电流通过 R_G,触发双向可控硅进入导通(提供的控制极电流和电压需要超过双向可控硅的触发要求)。交变的电流现在能通过双向可控硅,并给负载供电。若开关又一次打开,双向可控硅关断,则流过负载的电流被阻断。

双向整流

一个双向可控硅、一个可变电阻和一个电容可以组成一个可调全波整流器。可变电阻 R 的阻值调整双向可控硅触发导通的时间,增大 R 则双向可控硅触发时间滞后,因此导致大量波形被剪切[如图4.125(b)所示]。C 的大小也决定了波形被剪切的多少(电容储存电荷直到其两端的电压达到双向可控硅的触发值,然后电容放电)。电容之所以会引起附加的剪切,是因为电容导致控制极电压滞后 MT2 到 MT1 的电压(例如,即使控制极接收到足够大的触发电压,而 MT2 到 MT1 电压也会过零点)。总的来说,剪切越多导致提供给负载的能量越少。采用此电路比简单地给负载串联一个可变电阻器节省能量,串联的可变电阻消耗能量,而这个电路则是通过有效的电流脉冲提供能量。



(a)



(b)

图 4.125 双向整流

交流调光器

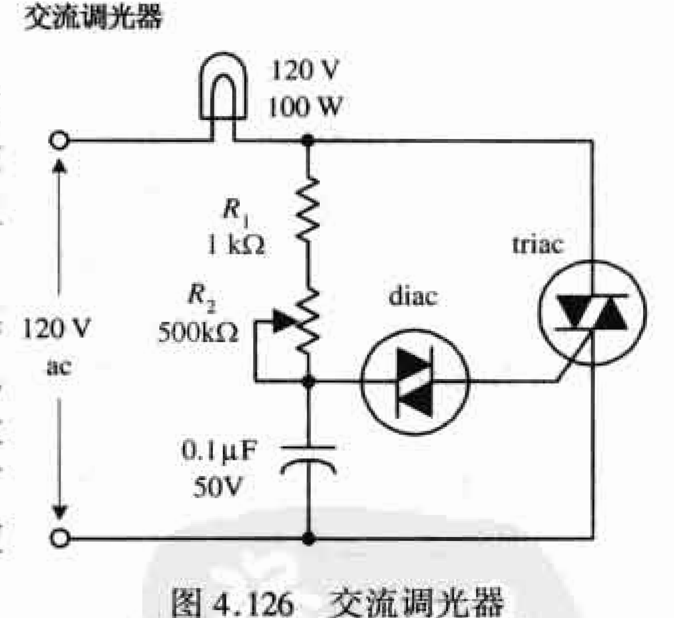


图 4.126 交流调光器

图4.126所示电路常用于许多家用照明的调光开关,双向击穿二极管(将在下一节介绍)的作用是确保精确触发双向可控硅[双向击穿二极管(diac)的作用像开关一样,当其两端的电压达到击穿值时,双向击穿二极管通过电流。一旦达到击穿电压,双向可控二极管(triac)发出一个电流脉冲]。在这个电路中,某一时刻双向击穿二极管是关断的。然而,当充足的电流通过电阻器给电容充电,电容上的电压若超过双向击穿二极管的触发电压,双向击穿二极管突然导通使所有的电容电荷进入双向可控硅的控制极,则双向可控硅导通,灯泡点亮。当电容的放电使电压低于双向击穿二极管的击穿电压时,双向击穿二极管关断,双向可控硅关断,灯泡熄灭。之后,循环往复。灯泡看起来一直是亮着的(或一些程度的变暗),是因为其开关周期非常快,灯泡亮度由 R_2 控制。

交流电动机控制器

图4.127所示电路除了干扰抑制器部分(R_2C_2)外,与调光器电路有着相同的基本构造,电动机的速度通过改变 R_1 来调节。

双向可控硅的种类

双向可控硅有小电流型和中等电流型之分(参见图4.128)。小电流双向可控硅的典型最大电流/电压范围不大于1 A/(几百伏)。中等电流双向可控硅的典型最大电流/电压范围达40 A/(几千伏)。双向可控硅不能像大电流可控硅那样开关大电流。

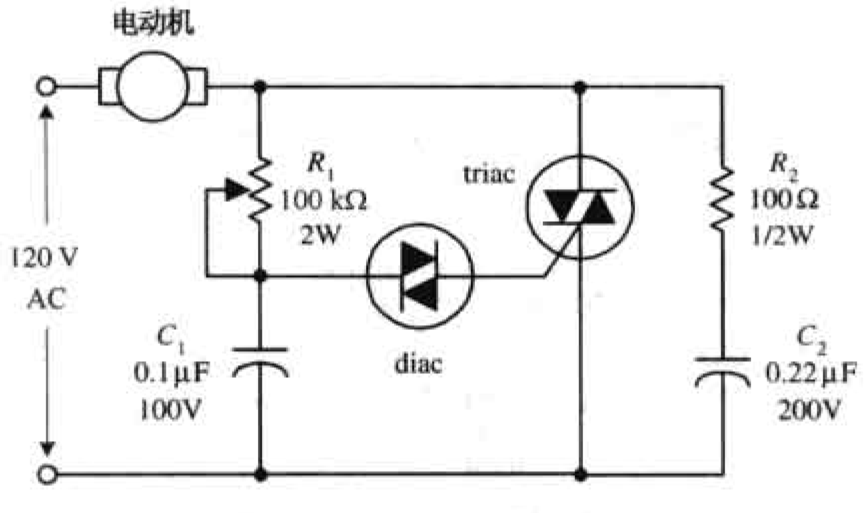


图 4.127 交流电动机控制器

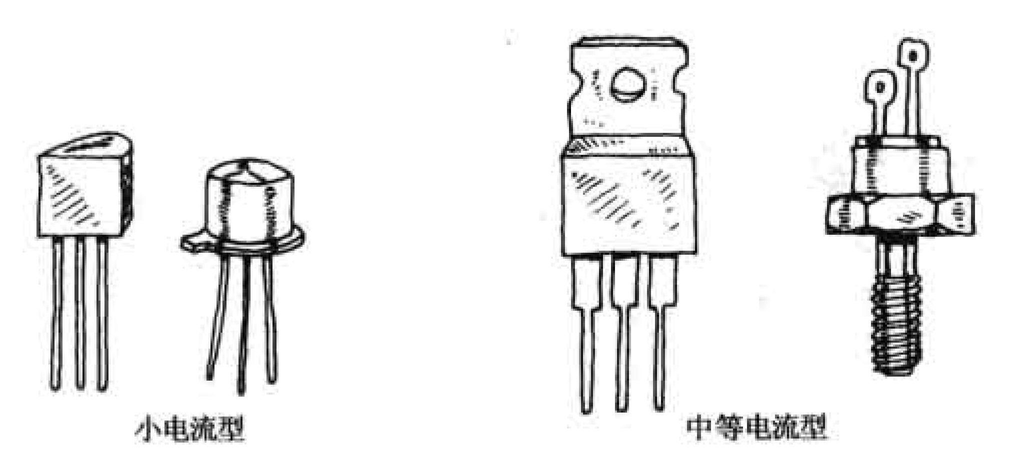


图 4.128 双向可控硅的种类

技术资料

这里是厂家描述双向可控硅的一些通用术语：

$I_{TRMS,max}$ 均方根导通电流。MT1 到 MT2 的最大允许电流。

$I_{GT,max}$ 直流控制极触发电流。双向可控硅导通所需的最小控制极直流电流。

$V_{GT,max}$ 直流控制极触发电压。产生控制极触发电流所需的最小控制极直流电压。

I_H 直流维持电流。维持双向可控硅导通所需从 MT1 到 MT2 的最小直流电流。

P_{GM} 控制极峰值功耗。控制极到 MT1 的最大功耗。

I_{surge} 浪涌电流。允许的最大浪涌电流。

为了使你建立一个期望得到的概念，这里是一个双向可控硅参数表的部分例子(参见表 4.8)

表 4.8 一个双向可控硅参数表的部分例子

MNFR #	$I_{T,RMS}$MAX.(A)	I_{GT}MAX.(mA)	V_{GT}MAX.(V)	V_{FON}(V)	I_H(mA)	I_{SUGRE}(A)
NTE5600	4.0	30	2.5	2.0	30	30

4.4.5 四层二极管和双向击穿二极管

四层二极管和双向击穿二极管是两端晶闸管(参见图 4.129)，它们的开关电流无须控制极信号的触发，而是当两端的电压到达特定的击穿电压时元件导通。四层二极管类似一个无控制极的可控硅，它被设计为只能开关直流。击穿二极管类似于一个无控制极的 PNP 晶体管，它被设计为只能开关交流信号。



图 4.129 四层二极管与双向击穿二极管的电路符号

四层二极管和击穿二极管常被用来帮助可控硅和双向可控硅获得合适的触发。例如,如图 4.130(a)[①]所示,利用击穿二极管触发双向可控硅的控制极,可以避免由于温度变化等原因造成的器件不稳定,从而导致双向可控硅的触发不可靠。当击穿二极管两端的电压达到击穿电压,二极管将突然释放一个强的电流脉冲进入双向可控硅的控制极。

图 4.130(a)的电路常用来检测击穿二极管的特性,调节 100 kΩ 可变电阻使击穿二极管每半个周期被击穿一次。

参数

表 4.9 是击穿二极管参数表的典型部分。

表 4.9　击穿二极管参数表的部分例子

MNFR #	V_{BO}(V)	I_{BO}MAX(μA)	I_{PULSE}(A)	V_{SWITCH}(V)	P_D(mW)
NTE6411	40	100	2	6	250

这里,V_{BO}是击穿电压,I_{BO}是击穿电流,I_{pulse}是最大电流脉冲峰值,V_{switch}是最大开关电压,P_D是最大功耗。

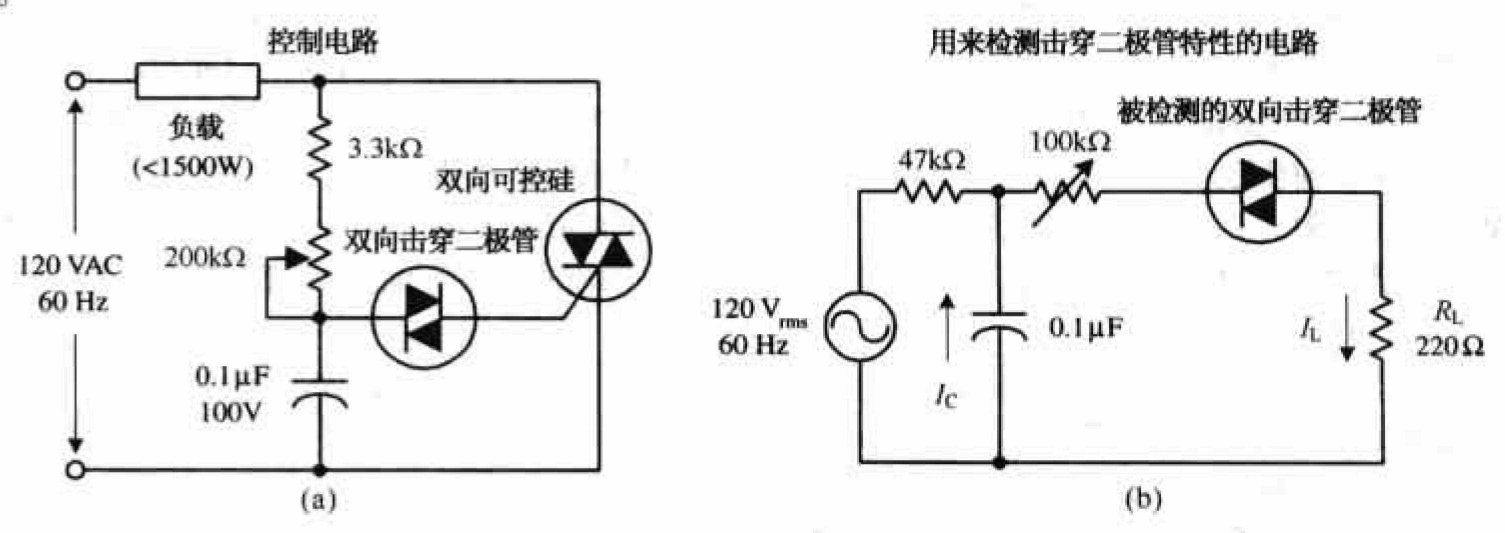


图 4.130　双向击穿二极管的应用

4.5　瞬态干扰抑制

有许多器件可以被用来抑制不必要的瞬态电压。前面,我们曾看到去耦电容能吸收线性波动,二极管能去除由于开关动作所产生的瞬时毛刺。对于小功率的情况应用这些器件效果比较好,但有时瞬时电压比较强或能量较大,因此需要更耐用的器件。这里,介绍一下各种瞬态电压的抑制设备,如瞬态抑制二极管(TVS)、压敏电阻、多层压敏电阻、瞬态电压抑制器和可恢复保险丝。但在我们这样做之前,下面有一些关于瞬时现象的资料。

4.5.1　关于瞬态态现象的资料

瞬态现象是指电压或电流瞬间的浪涌或尖刺,它能严重地破坏电路。瞬态电压峰值根据其来源不同可能是很小的几毫伏,也可能高达几千伏,持续时间从几纳秒到大约 100 ms 不同。一些情况中,瞬态现象是反复的,周期发生的,例如由于电机连线的缺陷导致的瞬态干扰。

电路内部或外部都可能产生瞬态,外部的干扰经电源线、信号的输入或输出线、数据线和其他输入输出线进入电路。内部的瞬态干扰,可能来源于感性负载开关,晶体管或逻辑集成电路开关,电弧效应和错误的连线等。内部的瞬态干扰是两者中的主要来源。

在诸如电机、继电器线圈、电磁铁线圈和变压器等感性负载的情况下,突然关断设备,将致使设备中的电感部分把其储存的能量突然传递给电源线,产生了电压尖峰(回忆电感的公式 $V = LdI/dt$)。在许多情

① 此处原书为"图 4.105(a)",疑有误——编者注。

况下,这些感应电压会超过1000 V,持续时间从50 ns到超过100 ms。任何晶体管电路或逻辑驱动集成电路以及使用同一电源电路供电的电路,将遭受瞬态尖峰以及伴随的瞬态干扰沿电源线传播带所来的不可预知的情况(电源线不是理想导体,输出阻抗不为零)。

TTL和CMOS电路开关导致的瞬态电流毛刺威胁要小得多,但也可能导致不稳定的情况。例如,当TTL门的输出晶体管导通时,会突然从电源线吸取一个电流浪涌。这个尖峰的出现通常很迅速,导致电源线 或 PCB板上的电压降低(这是由于导体是有阻抗的)。所有连接到电源上的电路将感应到电压的降低,结果导致振荡或某种不稳定,致使信号失真或数字逻辑电平混乱。

火花是另一种瞬态干扰,它有多种来源,例如断路器、开关和连接器的接触不良,会在间隙产生电弧放电。当电压会突然升高时,电子跃过间隙,通常会导致音频振荡干扰。有缺陷的接线和接地不良也会产生瞬时干扰。例如,具有线圈或绝缘故障的电机会连续产生超过几百伏的瞬时浪涌。破旧的电线会加重负载开关时的瞬态干扰。

来源于外部的瞬时,干扰也会通过电源的输入线、信号的输入输出线、数据线和其他进出底板的连线冲击电路。外部干扰的一个原因是导线(电源线、电话线、分布式电脑系统的连线,等等)附近有雷击发生时或在电能的利用中开关负载或开关电容组时导线上的感应电压。家中的开关动作感应出的外部干扰也可能由电源线进入电路,例如开关吹风机、微波炉或洗衣机。通常瞬时干扰会被其他并联的负载消耗,所以这个影响不是很显著。对于昂贵的用电设备,例如计算机、监视器、打印机、传真机、电话和调制解调器,采用瞬态功率峰值保护器/备用电池是一种好的方法,这将削弱电源线和信号线上的干扰,同样也适用于电话线。

静态放电(ESD)是另一种常见的外部瞬时干扰形式,它可能损坏敏感性器件和集成电路。它通过手指或金属工具的接触进入系统,静电与湿度有关,可能产生小电流和高达40 000 V的瞬时电压。内部有长导线连接的系统,例如电话和分布式计算机系统会有效地接收闪电所辐射的能量。邻近的冲击可能在信号线上感应出300 V或更高的电压。

人们正试图消除干扰,干扰会使电子设备的运行不可靠,可能堵塞也可能产生错误的结果。它们冲击敏感的集成电路,导致集成电路立即失效,有时或者是损坏通道。今天的微型芯片比过去的芯片更密集,瞬态电压能将它们熔化、焊接、损坏、烧毁,导致电路发生暂时或永久故障,尖峰电压也可能引起效率降低,如电动机由于瞬时现象而运行在较高的温度下,将中断正常的电机调速,导致迟滞现象。这些会使电机产生震动、噪声和过热。

4.5.2 用于抑制瞬态干扰的装置

在设计电路时,这里有几种装置可以用以限制瞬时干扰的不利影响。表4.10提供了大多数常用装置的概述。

表4.10 用于抑制瞬态干扰的常用装置

元件类型	符号	应用	优点	缺点
旁路电容 逻辑电路0.01~0.02 μF 电源0.1 μF及以上		用于小功率应用,例如RC缓冲器和为数字逻辑电路提供干净电源的退耦	低价格、实用、应用简单、快速、双极性	抑制不均匀、有不可预知的毁坏、高容量
稳压二极管		在高频小功率电路中起转换/箝位作用(例如高速数据线)	低价、快速、较准的箝位电压、使用简单、标准额定值、双向性	小功率操作,易于损坏断开(会危害电路);实际上用于调节多于瞬态
瞬态抑制二极管(TVS)	单向	在低压、小功率系统中做转换/箝位	快速、较准的低箝位电压、实用、使用简单	容量大时频率受限制,功率小,比稳压管或MOV更贵
	双向			
金属氧化物压敏电阻(MOV)		在大多数低频到中频电路中所有的电压和电流水平下做转换/箝位	低价、快速、实用、较准的箝位电压、使用简单、标准额定值、双方向;比TVS处理的功率更高;	中等容量到大容量的电容限制了高频应用

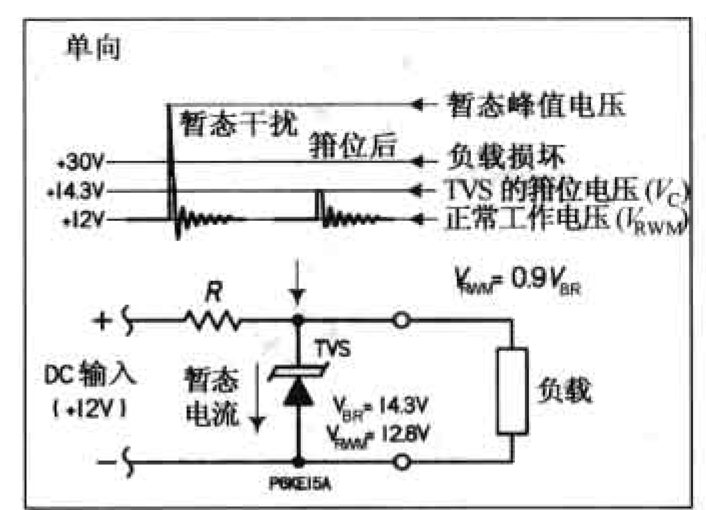
（续表）

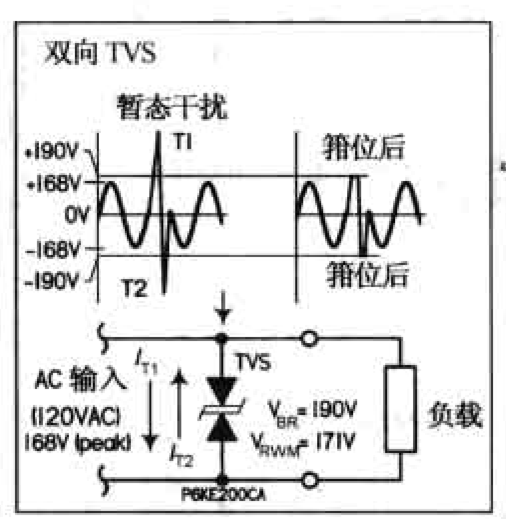
元件类型	符号	应用	优点	缺点
多层压敏电阻(MLTV)		中频低压(3～70 V)系统中用做转换/箝位	快速、紧凑、大功率、双向低校准电压、表面安装	比稳压管或MOV更昂贵，大电容量时限制了频率范围
保护用可控硅		对于大功率的高频电路和数据线用做转换(保护)	高速/中等功率、快速的电压箝位、中等价位	价格高于后面展示的其他通用器件
雪崩二极管	阴极(-) 阳极(+)	低压、高速逻辑保护	极高速(几纳秒的响应)，低旁路电容(50 pF)	浪涌容量低
气体放电和火花隙瞬态抑制		在特大功率/高电压应用中用做转换(保护)	非常高的能量容量达到20 000 A；几乎不存在泄漏电流(在pA范围内)	价格高于其他器件，响应时间慢
聚乙烯开关		低成本、使用方便、过流保护	复位要求一个冷却周期	对扬声器、电动机、电源、电池组等进行过流保护

瞬态抑制二极管(TVS)

瞬态抑制二极管(TVS)是流行的半导体器件，在瞬态电压和电流(静态放电、感应开关反应、引发闪电浪涌，等等)损坏电路之前，及时地将电压或电流箝位到安全水平。在前面二极管的章节中，可以看到如何用标准二极管和稳压二极管进行瞬态抑制。虽然标准二极管和稳压二极管能用做瞬态保护，但它们是设计用于整流和电压调整的，不像TVS那么可靠或耐用。

TVS有单极(单向)和双极(双向)两种类型。单向TVS当它特定的击穿电压 V_{BR} 被超过时，在一个方向击穿(类似于稳压二极管——电流沿与箭头相反的方向流动)。双向TVS与单向TVS不同，当其两端的电压超过它的击穿电压时，它可处理两个方向的瞬态峰值，如图4.131所示。





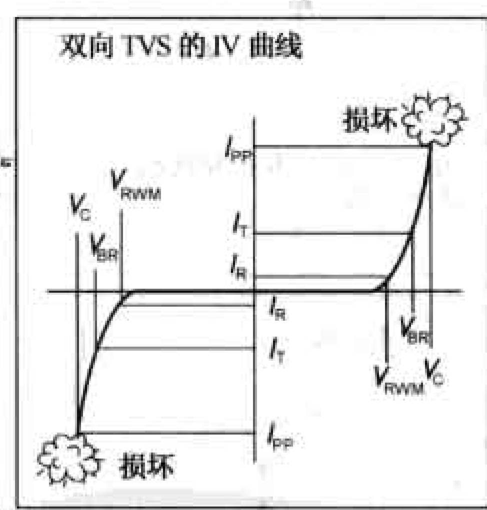


图4.131 瞬态抑制的二极管

TVS的重要特性

反向开态保持电压(V_{RWM})：也叫工作电压，代表TVS的最大额定直流工作电压。在这一点，器件对所保护的电路呈现为高阻状态，器件的 V_{RWM} 从2.8到440 V。

最大击穿电压(V_{BR})：在这一点TVS开始导通并变为瞬态干扰的低阻抗通道，器件的 V_{BR} 为5.3～484 V。击穿电压是在测试电流为 I_T 时测得的，典型的 I_T 为1 mA或10 mA。V_{BR} 值约比 V_{RWM} 大10%。

最大峰值电流(I_{PP})：器件在烧坏前所能承受的最大峰值电流。

泄漏电流(I_R)：工作电压下测得的最大泄漏电流。

最大箝位电压(V_C)：特定峰值脉冲电流 I_{PP} 时的最大箝位电压，典型值比 V_{BR} 高35%～40%(或者比 V_{RWM} 高60%)。

电容(C_J):TVS的内部电容,它可能在高速数字电路中成为一个重要参素。

在设计电路时,除非暂态发生,应该使TVS对电路不产生影响。它的各项电参数诸如:击穿电压、备用电流(漏电流)及电容都应对正常电路不产生影响。TVS的击穿电压通常比其工作电压高10%,它接近电路的工作电压以限制漏电流并满足由于温度系数变化引起的 V_{BR} 的变化(参数表中,给出了两个参数——V_{BR}/V_{RWM}:12.4 V/11.1 V、15.2 V/13.6 V、190 V/171 V,等等。)V_{RWM} 应等于或稍大于被保护电路的正常工作电压。当瞬态发生时,TVS立即钳位,将电压峰值限制到一个安全水平,将电流从被保护电路转移走。当然 V_C 应该小于被保护电路所能承受的最大电压。注意在交流电路中,应该用电压峰值(V_{peak}),而不是用有效值来选择 V_{RWM} 和 V_{BR} 的值(V_{peak}) = 1.4 V_{RMS})。要确保选择的TVS能处理可能出现的最大瞬态脉冲电流。如图4.132展示了各种TVS的应用。

图4.132中的①~③:当电机、继电器线圈和螺线管等感性负载断开时,将会产生较高的瞬态电压。这里,TVS对驱动电路提供了保护,也限制其损坏继电器和螺线管金属触头。

图4.132中的④~⑨:用TVS作为瞬态保护的典型电源,选择TVS的击穿电压等于或高于直流输出电压,在大多数应用中,应在线路中加保险丝。

感性负载

+
12V DC
(24V DC)
−
14.3V
(28.5V)
12.8V
(25.6V)
P6KE15A
(1.5KE30A)
继电器

+
24V DC
−
直流电机

图② 电磁感应的限制

+
12V DC
24V DC
−
继电器

图① 继电器和接触器瞬态值的限制

逻辑
IC
去感性负载
或开关电路

图③ 对感性负载的IC和晶体管的瞬态保护

运算放大器应用

V_{IN}
V_{OUT}

图⑧ 静电和串音干扰的限制

V_{IN}
R_L
V_{OUT}

图⑨ 运放输出级的瞬态消除

电源过电压保护

1.5KE43CA
V_{peak} = 1.4V_{RMS}
120VAC
40.9V
36.8V
负载
24 VAC(有效值)
33.6 V(峰值)

图④ 交流电源保护(双向TVS)

R_1
120VAC
负载
R_1
限流电阻

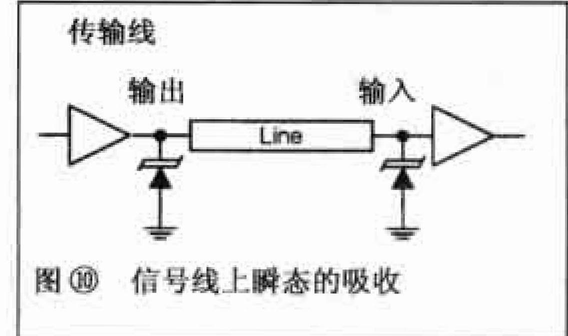
图⑤ 整流器的击穿电压保护

120VAC
负载

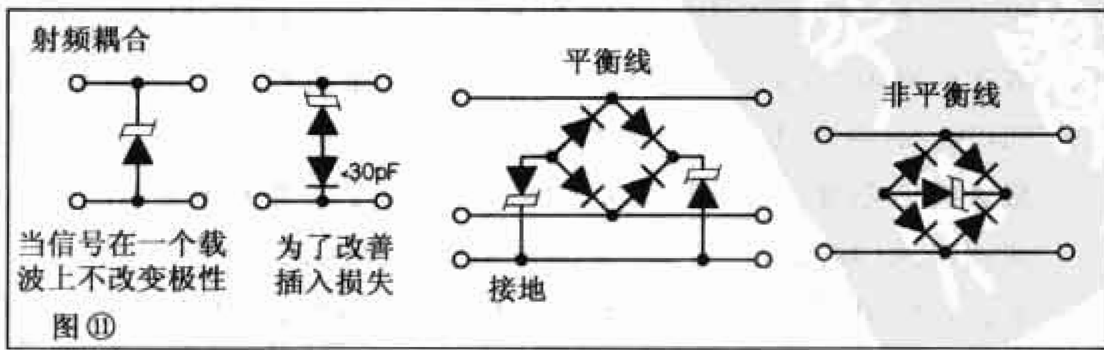
图⑥ 交流电源保护(单向TVS)

P6KE200CA
120VAC (RMS)
168V (peak)
190V
171V
300V

图⑦ 电源过电压的电路保护



图⑩ 信号线上瞬态的吸收



图⑪

图4.132 各种TVS的应用

图4.132中的⑧～⑨：对于信号线上传递的小电流高压静电或交叉干扰，输入状态是脆弱的。通常一个运算放大器或其他集成电路会设置一个内部的箝位二极管，但是这对大电流或高电压提供的保护并不够，这里，一个外部的TVS二极管用来提供附加的保护。第二个电路TVS用在运放的输出端，防止由于电路短路或感性负载引起的传递到输出级的电压瞬态。

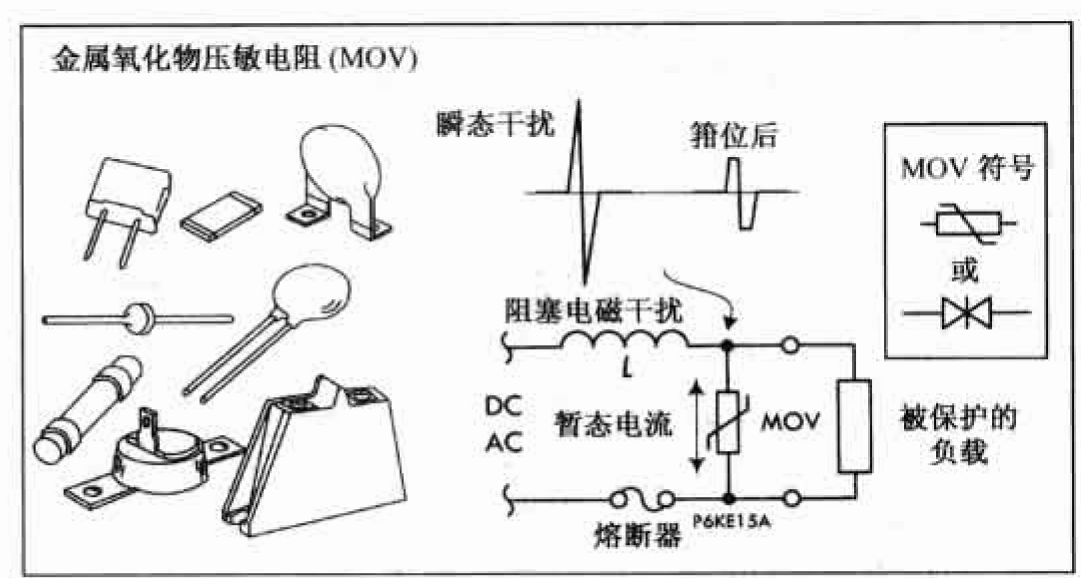
图4.132中的⑩：导线上的瞬态会持续几微秒到几毫秒，幅值达10 000 V。这对集成电路造成高噪声的损害。可是，到这些设备的输入二极管的保护作用有限，故集成电路仍然可能损坏，这导致电路断开或使电路的性能逐渐变坏。这里，信号线上的TVS会吸收过量的能量，并防止器件损坏。

图4.132中的⑪：射频耦合的瞬态抑制方法的选择。

金属氧化物压敏电阻（MOV）与多层压敏电阻

金属氧化物压敏电阻（MOV）是双向半导体瞬态抑制器，类似于压敏电阻（参见图4.133）。MOV内部包含复杂的陶瓷晶体结构，其晶体颗粒间有若干个多向金属氧化物PN结，夹在两个电极之间。每个PN结都具有较高的电阻值，直到晶体颗粒两端的电压超过约3.6 V，PN结偏置，阻值很小。MOV的开关电压值依赖与两极间颗粒的平均数量，在生产过程中，这个值可设置为期望的任意击穿电压值。在MOV中由于晶体每个颗粒的方向是任意，故其无方向，因此MOV工作类似于双极型器件，它可用于交流或直流的应用中。

就应用而言，MOV通常跨接在其保护的设备或电路的主要输入端，串联一个滤波电感并接入一个熔断器来保护MOV本身。在瞬态情况下，MOV的阻抗值从高阻（几兆欧）到低阻（几欧）变化，把自己变为瞬态大电流的泄流通道。MOV被制造为各种箝位电压、峰值额定电流和最大额定功率反映了MOV能短时间吸收很大的功率或长时间吸收很小功率的事实。例如，一个额定值60 J的MOV可吸收60 W功率持续1 s，或者吸收600 W持续0.1 s，或者吸收6 kW持续10 ms，或者吸收60 kW持续1 ms，等等。



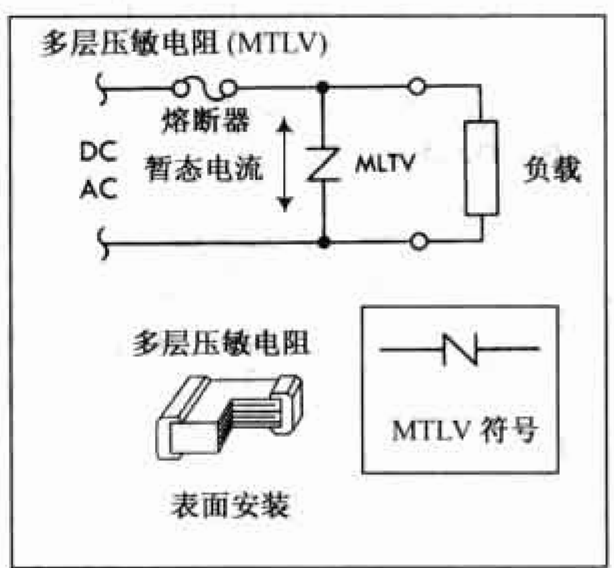


图4.133 金属气化物压敏电阻与多层压敏电阻

在许多方面，MOV类似于背靠背的稳压二极管。可是，与二极管不同，MOV能承受比稳压管更高的瞬态能量，因为它不是单独的PN结，而是相当多的PN结贯穿其结构。高电导的氧化锌颗粒作为吸热装置，确保通过设备迅速分配热能，减小温度的升高（注意MOV仅消耗相对较小的平均功率，不适合在要求连续功耗的条件下应用）。它们与稳压二极管一样，迅速将电压峰值箝位到安全的水平。泄漏是非常低的，这意味着其消耗的电路功率较小。与稳压二极管和其他器件不同，压敏电阻在短路时不能正常工作。在开路时，稳压二极管也不能正常工作，导致设备在之后出现脉冲时不被保护。这可以帮助保护电路免受高压脉冲的破坏；跨接在交流线路或其他引线短路的压敏电阻如果短路，当能量高时，MOV可能会爆裂。MOV应该加熔断器或安装在发生此情况时不影响其他器件的地方。

相对于TVS，MOV能承受更大的功率或能量，而受到更较小的影响。可是TVS展示了更好的箝位比（更高质量的保护）和快速响应时间（1～5 ns相比MOV的5～200 ns）。可是，MOV的速度限制是由于封装和引线寄生电感的结果，可通过缩短引脚设计降低这种限制。在MOV的结构内部也展现出内在的损坏机制，当器件吸收瞬态能量时，电特性（例如泄漏电流、击穿电压）趋于变动。另一方面，TVS二极管无内部损

坏机制。MOV 所具有的等效电容从小型 MOV 的 75 pF 到大型 MOV 的 20 000 pF。这是与引线电感的共同效应,使实际的 MOV 比 TVS 更慢,但是仍然是快速器件,对不同的器件响应时间(5 ~ 200 ns)来说,所需要消除的瞬态时间通常比这一时间更长,因此这些器件通常对于所要完成的工作是胜任的。

MOV 被用在计算机和其他敏感设备的电源中,以及在主滤波器和稳压器中防止开关通断或闪电等主要的瞬态来源的影响。它们常用在电信和数据系统(电源单元、开关设备,等等),工业设备(控制、接近开关、变送器、电机、交通灯),家用电器(电视机、录像机、洗衣机等)和自动化产品(所有电机和电子系统)。

MOV 的另一种用在表面安装的形式是多层压敏阻或 MLTV。通过表面安装接触,引线的自感和串联电阻被减小,有了更快的响应时间——少于 1 ns。串联电阻的降低也能转化为每个元件单元的峰值电流容量的增加。即使在这种情况下,当与其他压敏阻相比时,MLTV 的能量比是相当恒定的。MLTV 的一个优点是其能承受上千次额定峰值电流的冲击而不老化。MLTV 具有一个类似电容器的特性,其等效介电系数大约为 800——低于传统电容器。因为这个特点,MLTV 也被用在滤波电路中。MLTV 工作电压从 3.5 V 到大约 68 V,其广泛用于集成电路和晶体管瞬时电压保护,也用做许多 ESD 和 I/O 配置的保护(参见图 4.134)。

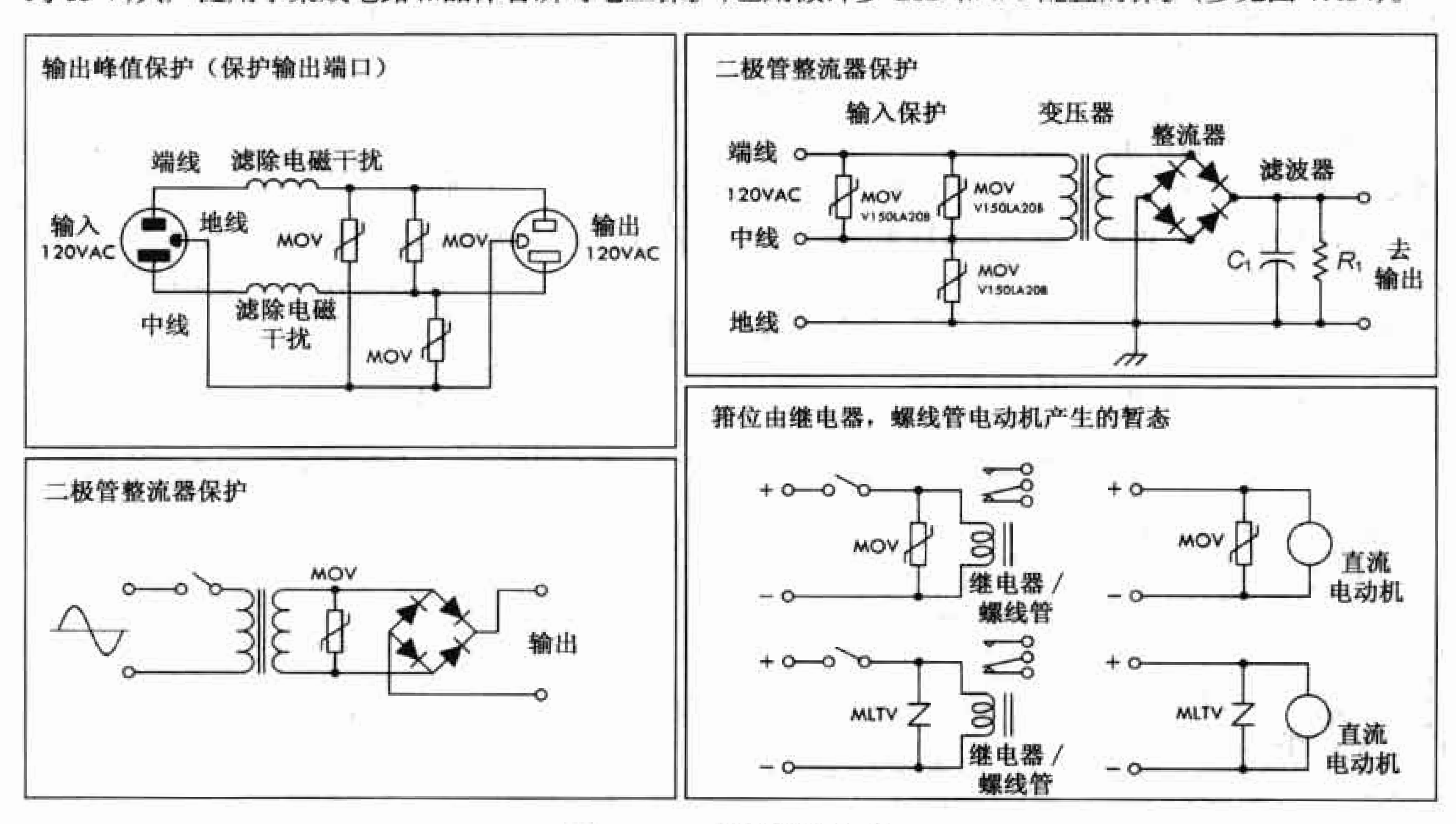


图 4.134 各种保护电路

以下是 MOV 和 MLTV 的参数。

最大持续直流电压($V_{M(DC)}$):器件在最高工作温度时的最大持续直流电压。额定运行电压(工作电压)也常用做泄漏电流参考点,这个电压总是小于器件的击穿电压。

最大持续交流电压($V_{M(AC)}$):器件从任意温度到最大运行温度下的最大连续正弦电压的有效值,它与先前的直流电压的关系为:$V_{M(DC)} = 1.4 \times V_{M(AC)}$。这意味着如果应用非正弦波形,周期性的峰值电压应该被限制在 $1.4 \times V_{M(AC)}$。

额定瞬态能量(W_{TM}):能量的单位为焦耳(J),表示在连续电压下的 10/1000 μs 的单一脉冲电流波形的最大允许能量。

额定峰值电流(I_{PK}):对于最大箝位电压 V_C 时的额定最大电流。

压敏电压($V_{B(DC)}$ 或 V_{NOM}):在此电压时器件从关断状态变为导通状态,并进入它的导通工作模式,这个电压通常在 1 mA 时测定,并给出最小和最大电压。

箝位电压(V_C):在峰值电流 I_{PK} 时,MOV 两端的箝位电压。

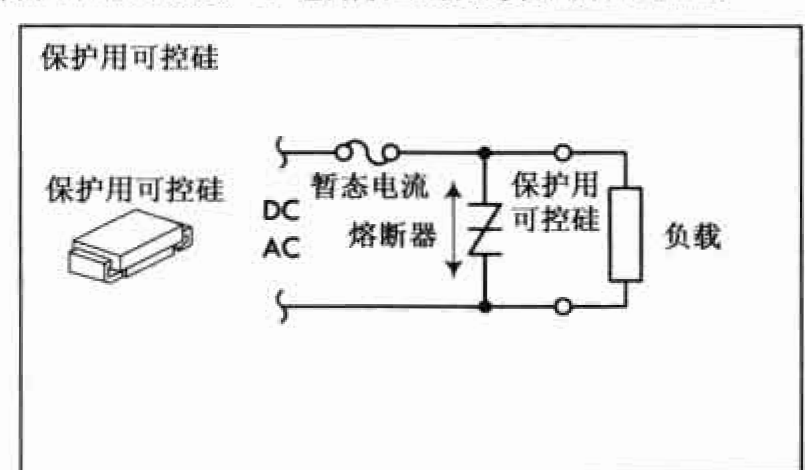
额定直流电压下的泄漏电流(I_L):当器件在非导通模式下加特定的电压时器件的泄漏电流。

电容(C_p):指定在 1 V_{pp}的偏置和 1 MHz 的频率下器件的电容,对于小器件这个电容通常为 100 pF 或更低,对于大器件达到几千皮法。

就设计而言,压敏电阻必须工作在连续运行模式(备用)和预测的瞬态模式(正常)下。确定必需的稳态额定电压(工作电压),然后确定压敏电阻吸收的瞬态能量,计算通过压敏电阻的峰值瞬态电流,并定出需要消耗的电能。选择一个型号来满足需要的箝位电压特性。

保护用可控硅

这里还有其他瞬态电压抑制器,例如保护用可控硅(参见图 4.135)、气体放电和火花隙 TVS。保护用可控硅利用硅晶闸管技术为正负极性的瞬态提供双向过压保护箝位作用。保护用可控硅由五层 PN 结构成。只要所加的电压等于或低于 V_{DRM}的额定值,保护用可控硅保持反偏状态,保持较低的泄漏电流、对电路表现为无负载。一旦瞬态电压超过这个值将导致器件雪崩(击穿),对其连接地导线开始箝位动作。当瞬态电压的前沿试图增高时,通过电路电源阻抗的保护用可控硅电流将增加直到 V_{BO}或达到击穿电压模式。晶闸管被迅速触发,保护用可控硅开关打向"开",或者闭锁状态。这个非常低的阻抗状态以正向 PN 结的特性有效地保护了电路,因此短接了瞬态电压。



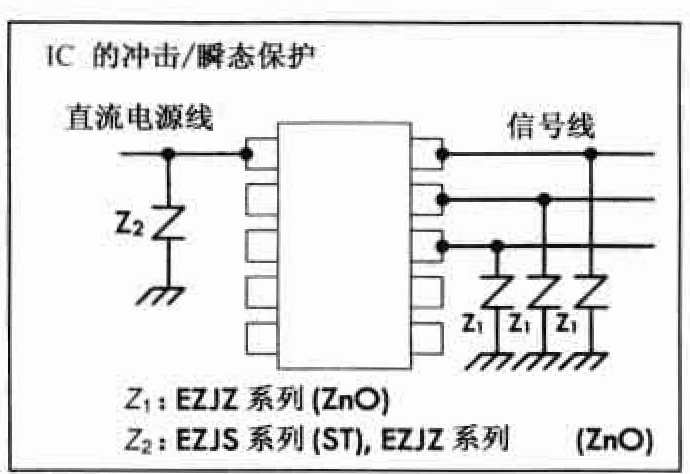


图 4.135 保护用可控硅的应用

聚乙烯开关

聚乙烯开关(也叫聚乙烯断路器、多路开关和自恢复断路器)是特殊的正温度系数热敏电阻,由导电聚合体混合组成(参见图 4.136)。它类似于把一个压敏电阻和 PTC 热敏电阻合二为一。在正常温度下,聚合体形式的导电颗粒密集地形成低电阻链,允许电流方便地流动。可是,如果通过开关流动的电流增加到某一个值——器件的温度升高到临界水平之上,聚乙烯开关的晶体结构突然变到一个膨胀无序的状态。在这个电流值,器件的阻抗显著增大,致使电流突然减小,这个电流值称为断路电流。如果在断路后电压水平维持不变,足够大的保持电流将维持器件工作在断路状态。只有当电压降低,器件冷却,聚乙烯开关将自行复位,在这时聚合体的颗粒迅速回到它们的密集封装状态,其阻抗降低。

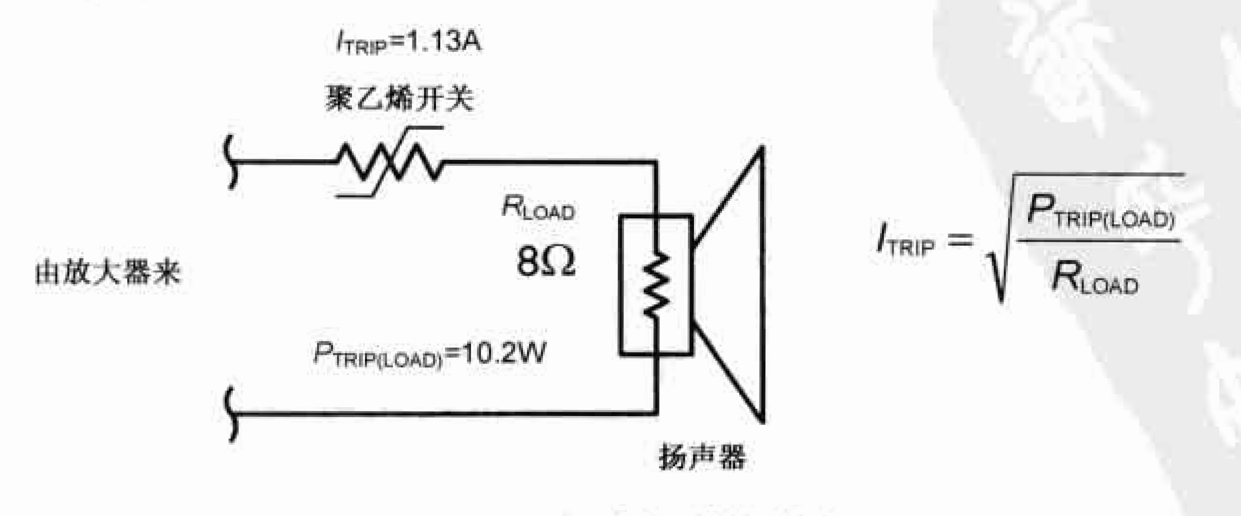


图 4.136 聚乙烯开关的应用

聚乙烯开关可以被用在许多需要低价格,且能自行复位的固态电路断路器的应用中。它们用来限制扬声器、电源、电池组、电机等电路中的过流。图 4.136 显示了怎样用聚乙烯开关来防止放大器送给扬声器的电流过大。这个聚乙烯开关的断路电流定为稍高于扬声器所能承受的功率水平。例如,8 Ω,5 W 扬声器的最大电流值可用一般的功率公式确定。

雪崩二极管

雪崩二极管被设计为在特定的反偏电压下击穿导通,这种特性称为雪崩效应,它类似稳压二极管,但其发生是由不同机制导致的(一个加在 PN 结上的反向电场,使电离子移动从而导致雪崩发生,形成大电流)。可是,与稳压二极管对最大击穿电压有相当严格的限制不同,雪崩二极管在超过 4000 V 击穿电压时仍可用。雪崩二极管常用在电路中防止瞬态高压损坏电路,在电路中其连接为反偏形式(阴极被置于相对于阳极的正端)。在这种机构下,雪崩二极管是不导通的,且不影响电路。可是,如果电压升高超过安全限制,二极管进入雪崩击穿,通过将电流导入地来消除有害电压。雪崩二极管有指定的箝位电压 V_{BR} 和能吸收的最大瞬态峰值,且指定了能量的焦耳值或 I^2t。只要二极管不过热,雪崩二极管的击穿就不是毁坏性的。雪崩二极管产生的不良效应是射频噪声。



第5章　光电子技术

光电子学是研究光辐射、光检测器件的电子学分支。光辐射器件,如电灯、发光二极管(LED),是利用电流去激发电子进入更高的能级而产生电磁能量(如光能,当电子能级改变时,就会辐射光子)。另一方面,光检测器件,如光电晶体管、光敏电阻等则是设计用来吸收电磁能量并转换成电流和电压的。通常转换过程是利用光子去释放半导体材料中的束缚电子而实现的。光发射器件的典型应用是做照明灯或指示灯。光检测器件主要应用于光传感和通信装置,如暗激活开关和遥控电路等。本章主要介绍:灯泡、发光二极管、光电二极管、太阳能电池、光电晶体管、光电晶闸管和光电耦合器等光电器件(如图5.1所示)等。

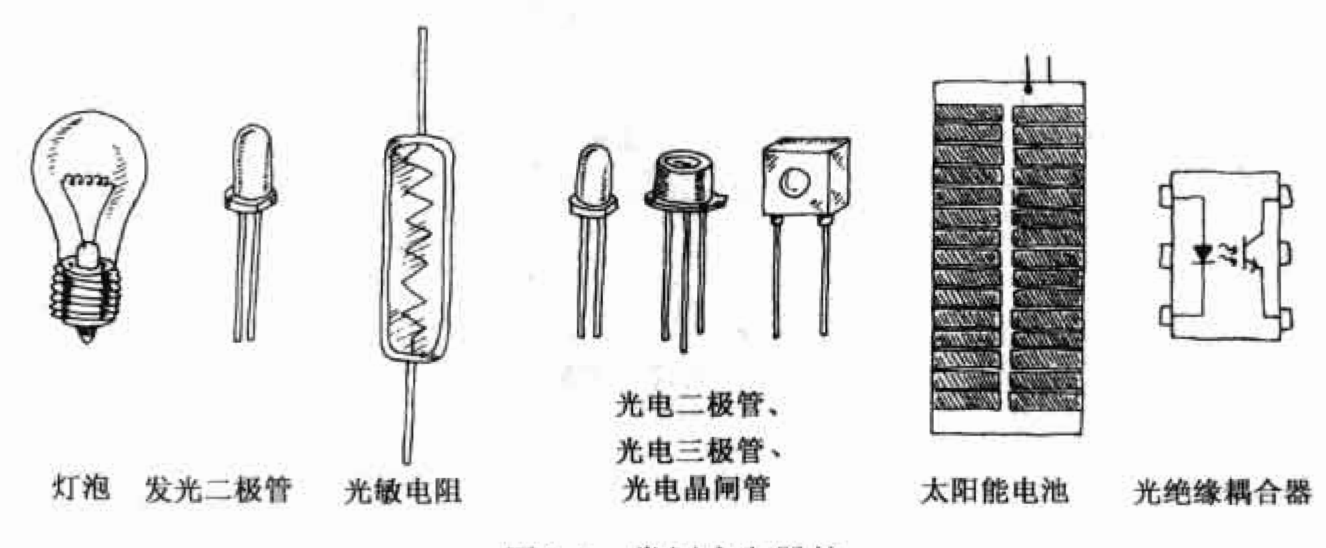


图5.1　常用光电器件

5.1　光子概论

光子是电磁辐射的基本单元。例如,白光是由一些不同的光子组成的,如一些是蓝光子,一些是红光子等。应注意:自然界并不存在白光子,是各种不同的颜色的光子组合作用于人的眼睛,人的大脑就产生"白光"的感觉。

光子并不是只局限于可见光,还有射频光子、红外线光子、微波光子和其他看不见的光子。

从物理性质上看,光子是一种非常有趣的东西。它们没有静止质量,但它们确实具有动量(能量)。光子在它的电子束中也具有波的特性。光子的波长与光子运动于其中的介质及产生它的光源有关,就是这种波长决定了光子的颜色。光子的频率与波长的关系可表示为 $\lambda = v/f$,其中 v 是光子运动速度。在自由空间,v 与光的速度 c 相等($c = 3.0 \times 10^8$ m/s),但在其他介质中,如玻璃,v 变得比光速小。长波长(或频率低的)光子的能量低于短波长(或频率高的)光子的能量。光子的能量可用 $E = hf$ 表示,其中 h 是普朗克常数(6.63×10^{-34} J·s)。

"制造"光子的技巧是加速/减速带电粒子。例如,在一根天线中来回振荡的电子将产生射频光子,与可见光的光子相比,它们的波长要长得多(低能量)。而可见光是原子的外层电子被强迫在能级间跃迁的过程中产生的。其他频率的光子的产生可能缘于分子的高频振荡或高速旋转。还有一些光子,特别是那些高能光子(如 γ 射线),它们的产生则是缘于原子核内的电荷加速。

图5.2给出了电磁波频谱的分类表。射频光子的频率范围为几赫兹到大约 10^9 Hz(波长从几千米至约0.3 m)。它们通常由电力传输线和电子电路(如无线电和电视发射机等)中的交变电流产生。

微波光的频率范围大约为 $10^9 \sim 3 \times 10^{11}$ Hz(波长30 cm至1 mm)。这些光子可以穿透地球大气层,因而它们可以用于太空通信、无线电天文学和卫星电话会谈。它们也可以用来烹饪食物。微波的产生是由于原子跃迁和电子、原子核的自旋。

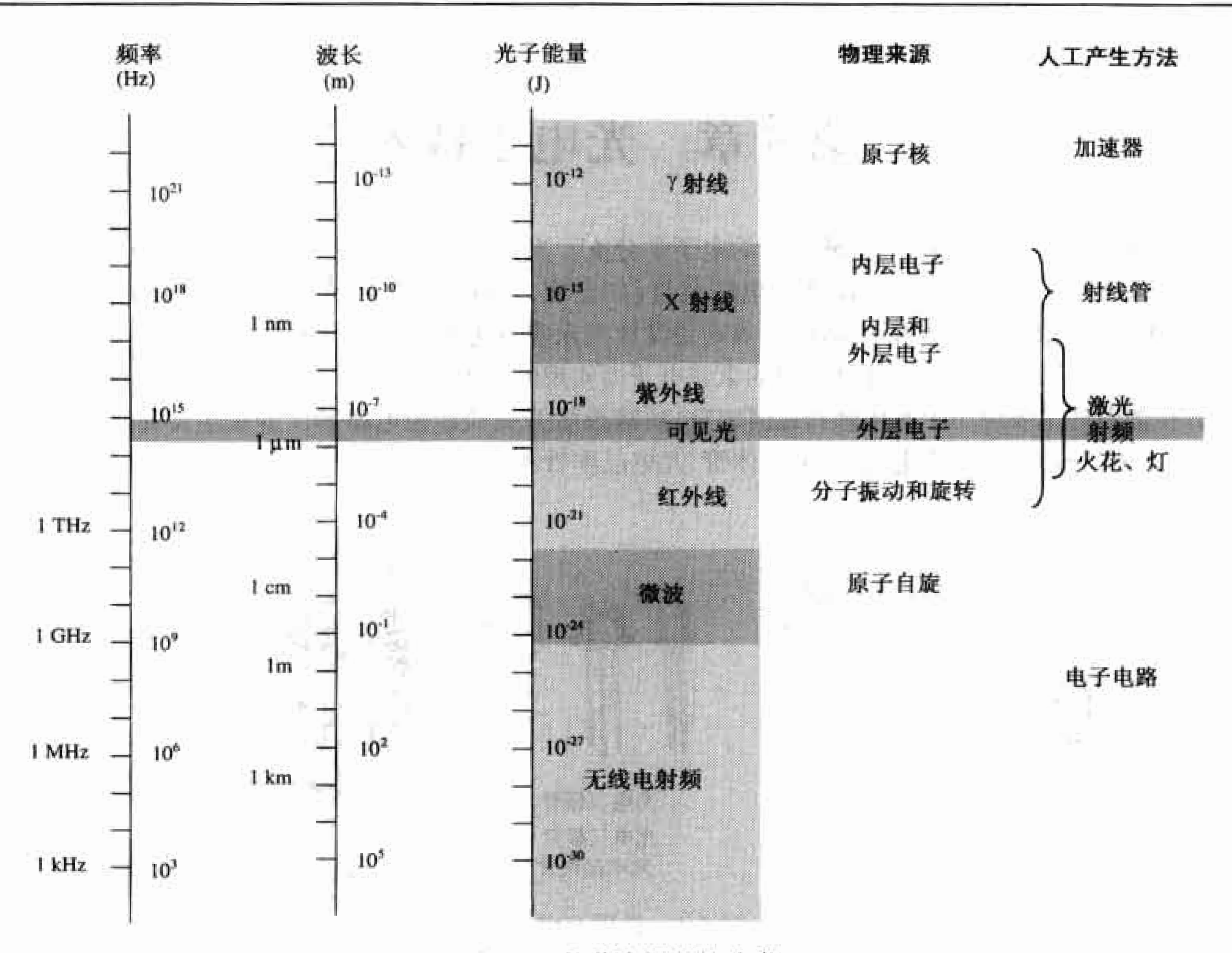


图 5.2　电磁波频谱的分类

红外线光子频率大约为 $3\times10^{11}\sim4\times10^{14}$ Hz。红外辐射的产生是由于分子的振动。红外通常由高温热源,如电炉、热煤炭、太阳、人体(人体红外线波长为 3000 ~ 10 000 nm)和一些特制的半导体器件辐射产生。

可见光的频率范围相对较窄,大约为 $3.84\times10^{14}\sim7.69\times10^{14}$ Hz,它通常是由原子或分子的外层电子重新排列而成的。例如,在白炽灯泡灯丝中的电子由于被施加电压而向各方杂乱无章地加速运动,并经历频繁地相互碰撞,这种碰撞使大范围的电子被加速,结果使得频谱变宽,从而产生了白光。

紫外线的频谱范围大约为 $8\times10^{14}\sim3.4\times10^{16}$ Hz。它是由原子内的电子从高激发态向能级较大的低激发态跃迁时产生的。遗憾的是,紫外线会和人类细胞 DNA 起不良的反应而导致皮肤病。太阳有大量的紫外线辐射,幸好地球大气高层中的臭氧层吸收了大部分辐射,把紫外线光子的能量转换为臭氧分子内的振动,从而起了保护作用。

X 射线是高能光子,频率范围大约为 $2.4\times10^{16}\sim5\times10^{19}$ Hz,其波长短于一个原子的直径。产生 X 射线方法之一是将高速运动的带电粒子迅速减速。X 射线可用于成像。

γ射线是能量最高的光子,它的频率在 5×10^{19} Hz 以上,该光子是原子核内的粒子向下跃迁产生的,射线的波长性质极难观测到。

5.2　灯

灯是将电流转换成光能的器件(参见图 5.3)。一种常用的转换方法是让电流通过特制的金属灯丝。因为电流与灯丝原子的碰撞,使灯丝发热并发射出光子(在灯丝发热的过程中,产生许多不同波长的光子,因而使得发热的光看起来是白色的)。另一种常用于产生光的方法是:把一对间距很小的电极封装在玻璃球泡当中,当在两电极上施加电压时,气体被电离(电子从原子中分离出来),并在此过程中发射出光子。下面将介绍灯的几种主要类型。

白炽灯

白炽灯采用金属钨灯丝，当电流通过灯丝时，产生炽热的白光。灯丝封装在一个预先抽真空并充入氩、氪、氮一类气体的玻璃球泡中，这些气体不仅可以增加灯泡的亮度，还可以防止灯烧毁(避免使灯丝处在含有氧气的环境中)。白炽灯常用做闪光灯、室内照明灯和指示灯。它们有各种不同的大小和外形，同时也有不同的额定电流、电压和电功率。

卤素灯

卤素灯与白炽灯相似，能产生极高的光亮度。但与典型的白炽灯不同的是灯丝封装在一个石英真空管内，其中充满卤素气体，如溴或碘。这种灯泡常用做放映灯、汽车前灯和闪光灯等。

气体放电灯

气体放电灯产生暗淡而苍白的光。这种光是灯泡中的氖气分子电离时发生的。典型气体放电灯有氖、氙闪光灯和汞蒸气灯等。气体放电灯具有达到最低工作电压时突然点亮的特点。因为这个原因，它们常被作为触发器、电压校准器使用和用做标识室内交流插座的指示灯。

荧光灯

荧光灯是由充有少量汞和惰性气体，内壁涂荧光材料的玻璃管构成的。灯管一端是阳极，另一端是白炽灯丝阴极。当白炽灯丝阴极发射的电子与汞原子碰撞时，辐射出紫外线。紫外线激发荧光涂料，使荧光层发射出可见光。荧光灯需要附带具有双金属片的起辉器和镇流器，用来启动荧光灯内的放电效应。荧光灯的效率很高，常用做室内照明。

氙闪光灯

氙闪光灯是一种充有氙气的气体放电灯。当特定大小的电压作用于它的电极时，氙气即被电离放电。这种灯有三个引脚：阳极、阴极和触发极。如果只在阳极和阴极施加正常电压，灯不能点亮。但若同时在触发极施加特定电压，气体将突然被电离并发出极亮的闪光。这种灯常用做照相机闪光灯和用于一些需要特别效果的场合。

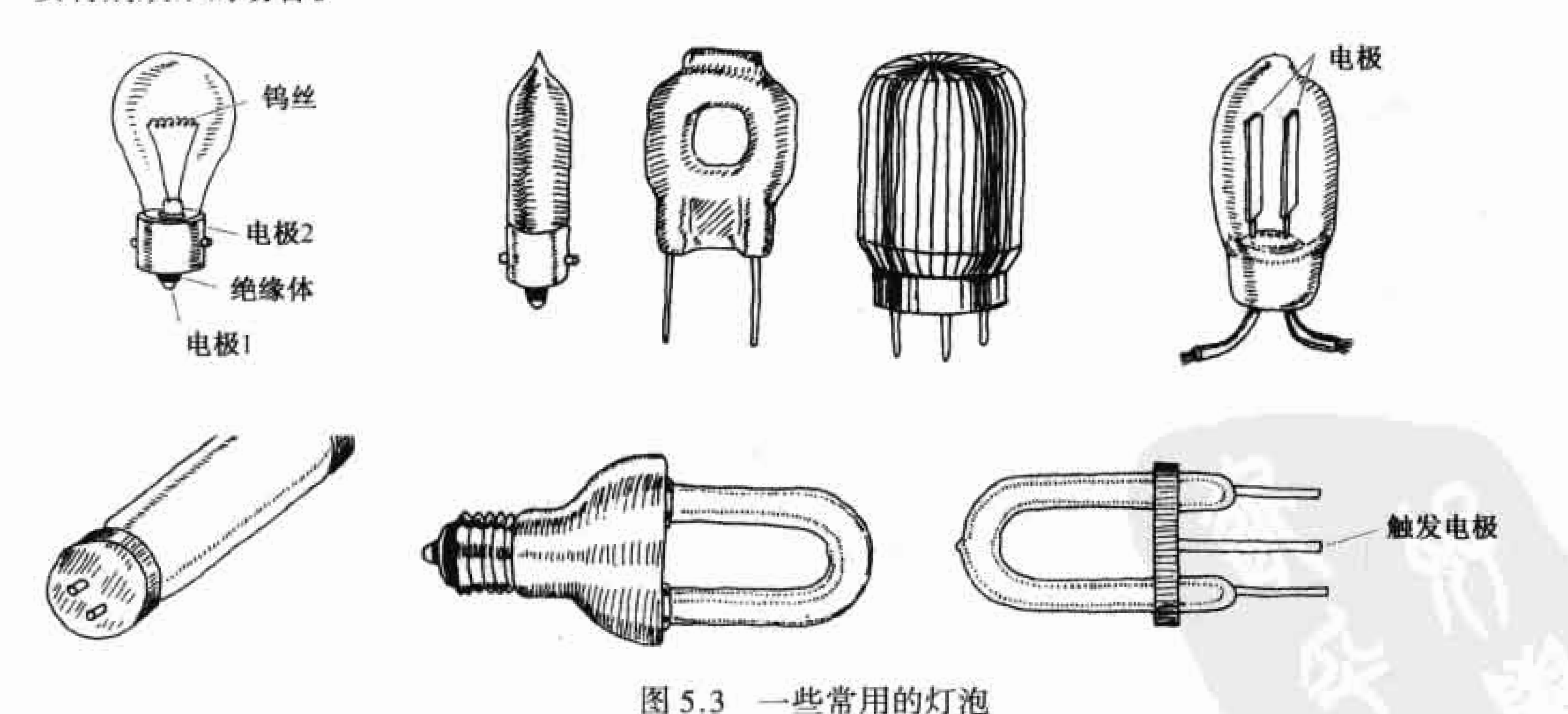


图 5.3 一些常用的灯泡

灯泡技术资料

灯的亮度是用一个被称为平均球面烛光功率仪(MSCP)测量的。生产厂家把灯放在 MSCP 球壳中心，使灯光平均照射在球壳的内表面上。灯实际的 MSCP 值是灯丝发光表面的色温函数。当色温给定，灯丝表面积增加一倍，MSCP 值也增加一倍。有关灯的其他技术参数有额定电压、额定电流、寿命、几何尺寸和灯丝类型。表 5.1 给出了白炽灯的一些典型特性。图 5.4 所示是一些不同类型的灯泡。

表 5.1 白炽灯的典型特性

型 号	设计电压(V)	工作电流(A)	灯丝烛光功率(MSCP)	预计寿命(h)	灯丝类型
PR2	2.38	0.500	0.800	15	C-2R

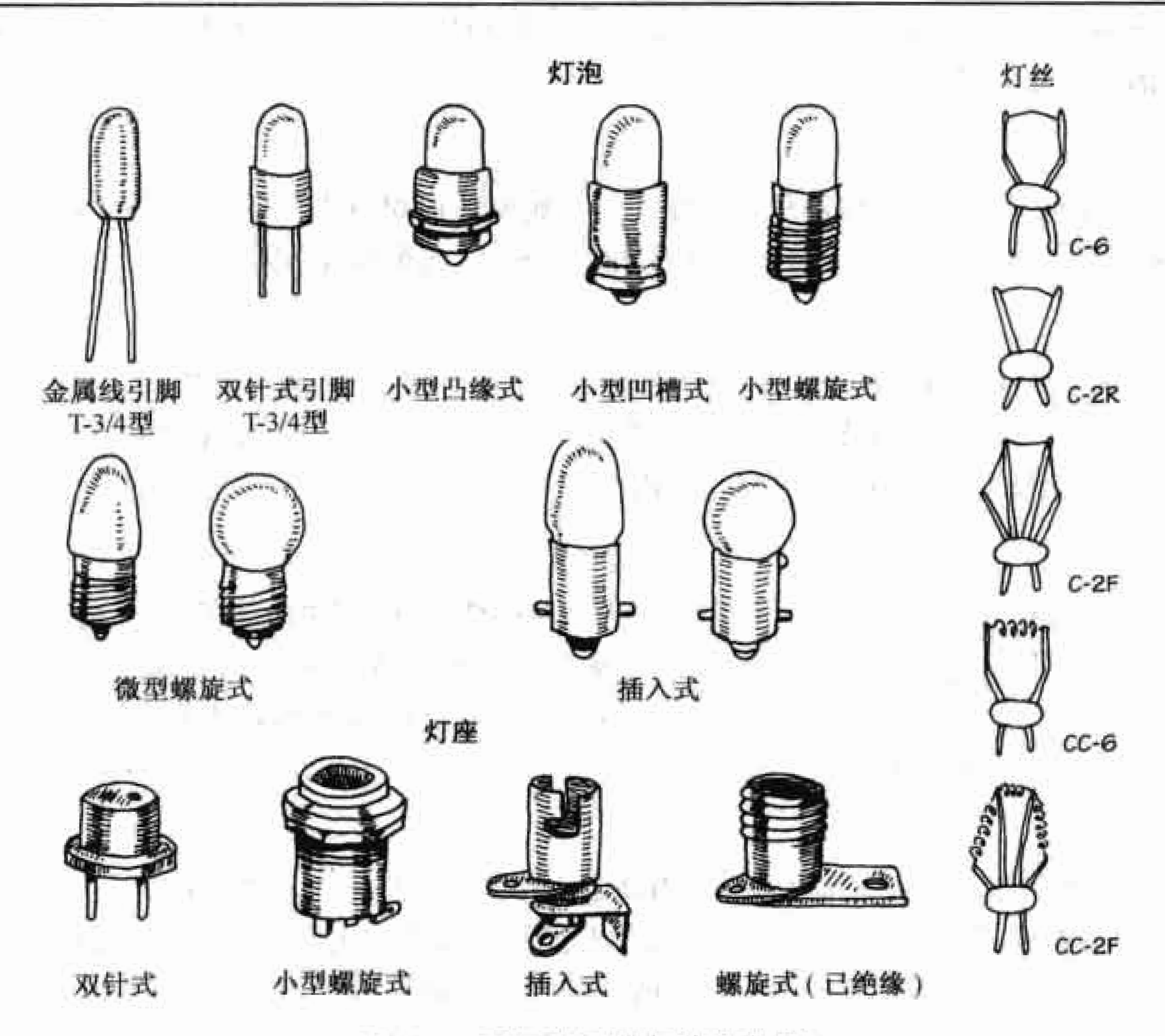


图 5.4 不同类型的灯泡和灯座

5.3 发光二极管

与 PN 结二极管一样,发光二极管也有两个引脚,但发光二极管(LED)是设计用来发射可见光或不可见红外线的。当发光二极管的正极引脚电压比负极引脚电压高(至少 0.6~2.2 V)时,电流就能通过 LED 并使它发光。如果把极性对换。LED 将不会导通,也就不会发光了。发光二极管的符号如图 5.5 所示。

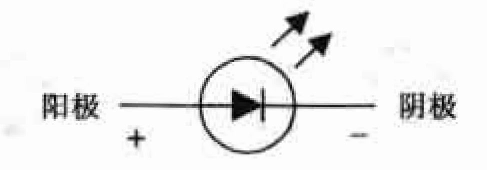


图 5.5 发光二极管的符号

电灯发出包括各种颜色成分的光而形成白光,但 LED 只能发出某一种特定颜色的光。典型的颜色为红、黄、绿和红外线。在应用方面,LED 常用做显示器的指示灯,或作为低照明用途(如自行车的信号灯)。LED(特别是红外线 LED)也常在遥控电路(如电视遥控器)中被当做发射元件来使用。在这种情况下,接收元件可用光敏晶体管,它能使接收电路中的电流根据 LED 发射信号的变化而变化。

5.3.1 LED 的工作原理

LED 的发光部分是由 N 型和 P 型半导体结合在一起而形成的 PN 结(参见图 5.6)。当 PN 结被正向偏置时,N 侧的电子将激发而通过 PN 结到达 P 侧,与 P 侧的空穴复合,并在电子与空穴复合时,发出光子。LED 的 PN 结部分被封装在一个环氧树脂罩内,环氧树脂之中混合有光散射微粒以使光漫射,并使 LED 看起来更亮。通常在半导体下方放置反射材料,使光朝上反射。两个引脚采用较大规格的导体制作,以帮助散发半导体热量。

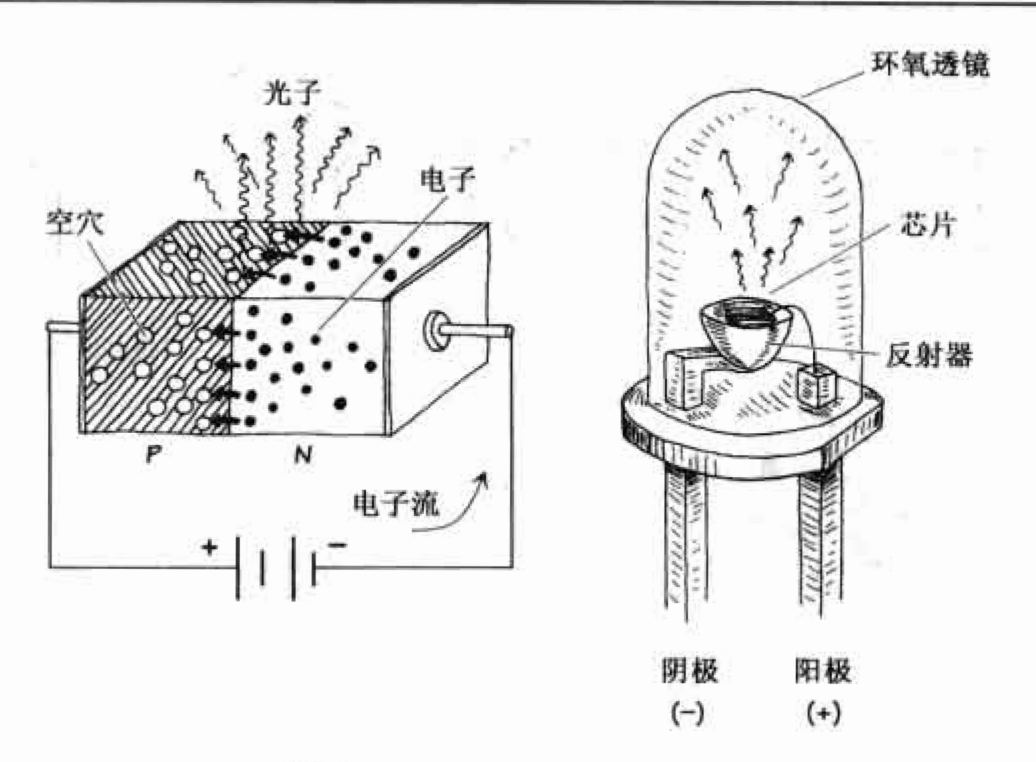


图 5.6　发光二极管的工作原理

5.3.2 LED 的种类

可见光 LED

可见光 LED 价格不高，也很耐用，常用做指示灯。它们的颜色一般有绿色(565 nm)、黄色(585 nm)、橙色(615 nm)和红色(650 nm)。最大正向偏置电压约为 1.8 V，典型工作电流为 1 ~ 3 mA。另外还有高亮度的 LED，常用于高亮度闪光灯(如自行车闪光灯)。

红外线 LED

红外线 LED 用于发射红外线，发射的波长大约在 880 ~ 940 nm。在遥控电路(如 TV 遥控电路、入侵警报器)中，它们通常与光敏传感器(如光电二极管、光敏电阻、光敏三极管)配合使用。与可见光 LED 相比，它们的光发射角度较小，使它们传播信息的方向性好。在特定的正向电流下，光输出量由输出功率决定。典型输出范围为 0.5 mW/20 mA 至 8.0 mW/50 mA。在特定的正向电流下，最大输出电压为 1.6 V/20 mA 至 2.0 V/100 mA。

闪烁 LED

闪烁 LED 包含一个与它封装在一起的微型集成电路，该电路使 LED 每秒钟能闪光 1 ~ 6 次。它们最主要的用途是作为指示闪烁灯，也用于简单的振荡电路。

三色 LED

三色 LED 由两个 LED 反极性串连接而成，其中一个 LED 是红色的或橙色的，另一个是绿色的。当电流从某个方向流过元件时，其中一个 LED 导通而发光，而另一个因反偏而截止。电流反向时，第一个 LED 截止而第二个 LED 导通。通过交流电时，两个 LED 轮流发光，呈现混合色(黄)。它们可做为方向指示灯使用。最大额定电压通常为 3 V，工作电流范围为 10 ~ 20 mA。有的三色 LED 是由两个 LED 同极性并联而成的，共用一个负极。

LED 数码管

LED 数码管可用来显示数字或其他字符。从图 5.7 中可看出，它由 7 个单独的 LED 组成。而对其中的一个 LED 施加电压时，“8”字中的一个笔画发光。与液晶显示器相比，LED 显示器看起来比较粗糙，功耗也更大。在附录 I 中将对显示器详细讨论。

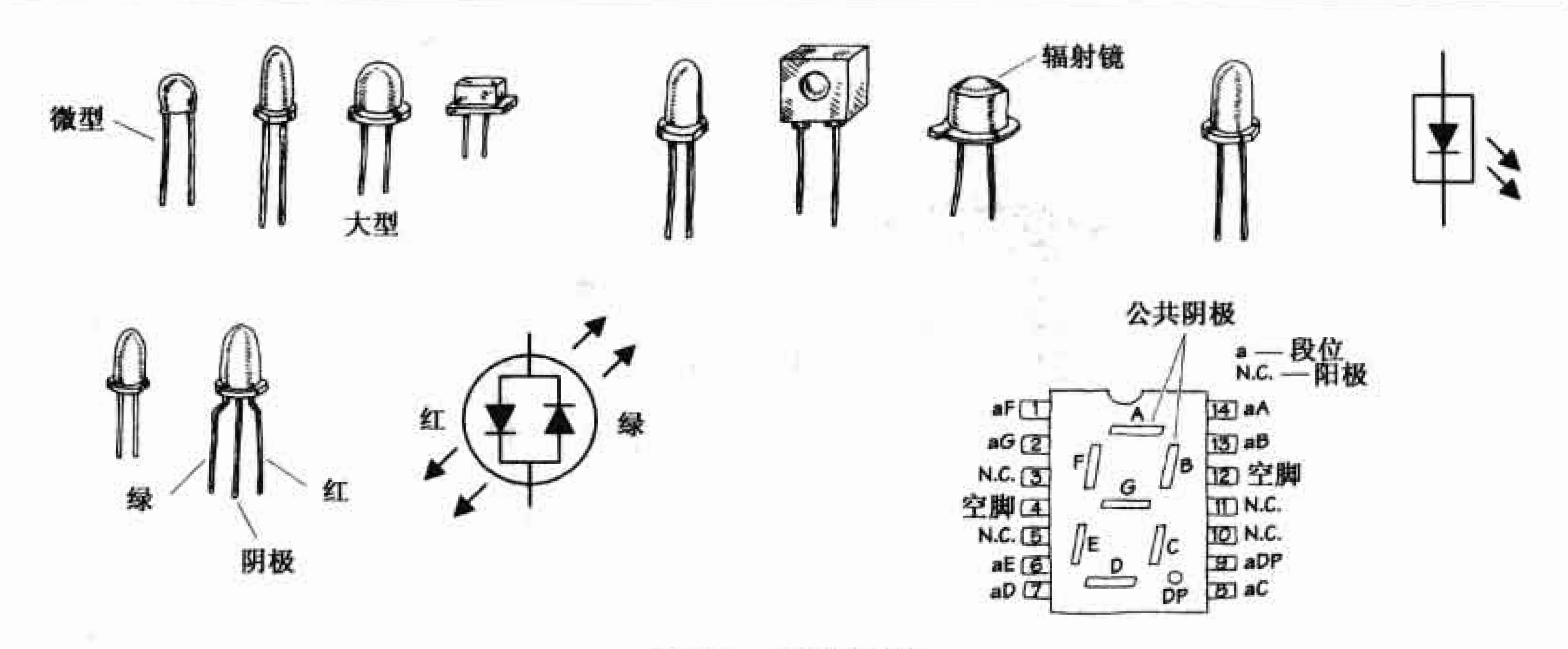


图 5.7　LED 的种类

5.3.3　LED 的其他资料

LED 的符号、封装和安装方法参见图 5.8。当 LED 正向偏置时,可发射可见光、红外辐射,甚至紫外辐射。LED 发射的可见单色光有绿色、黄色、橙色和蓝色光(波长通常低于 40 nm)。LED 的光谱曲线如图 5.9 所示。红外二极管发射的光谱带宽超过红光。白光二极管提供各种波长的光,可模拟白色光,通常用于较低级别的照明,如背光、小型照明灯和夜光灯。

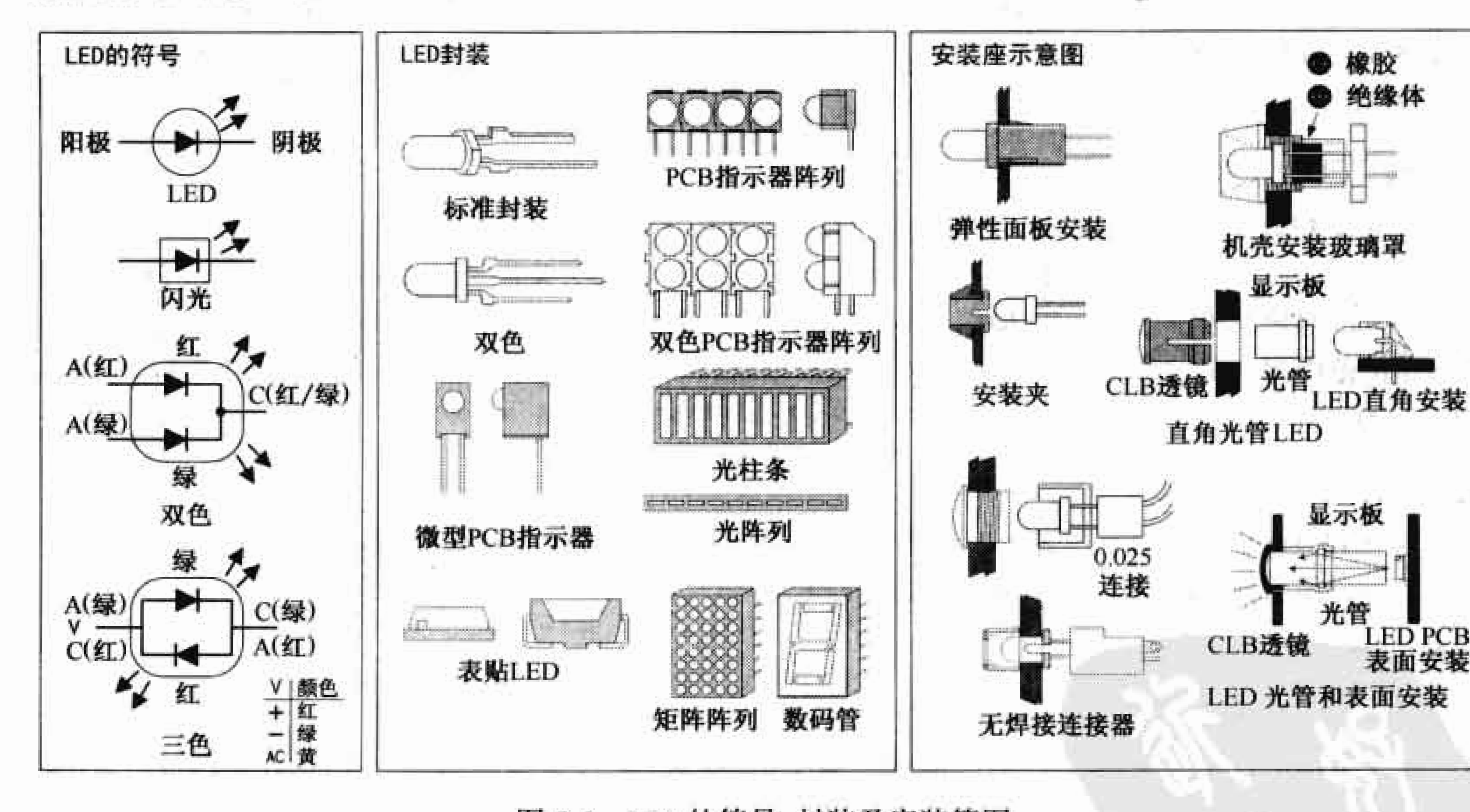


图 5.8　LEO 的符号、封装及安装简图

LED 的特点是响应时间快、效率高和寿命长。LED 是电流控制器件,其光的输出强度与其正向电流成正比。

为使 LED 发光,施加的电压应大于 LED 的正向偏置电压 V_{LED},且使流过的电流小于 LED 的最大额定电流 I_{LED},该电流通常是供货商提供的最佳电流。依照下式选择电阻:

$$R_S = \frac{V_{IN} - V_{LED}}{I_{LED}}$$

如果需要控制灯的亮度则可以串联一个 1 kΩ 的电位器,如图 5.10 所示。

V_{LED}随LED的颜色发生变化。当V_{LED}为1.7 V时，LED发微亮的红色，而1.9 V是高亮、高效、低电流的红色，2 V是橙色和黄色，2.1 V是绿色，3.4~3.6 V是亮白或蓝色，6 V的是430 nm的蓝色。根据前面所给的电压点，对于低压LED，施加3 V电压较为理想，而对于3.4 V类型，施加4.5 V电压较好，对于430 nm蓝色，施加6 V电压较好。如果不知道所给LED的推荐电流I_{LED}是多少，通常假定为20 mA左右。表5.2列出了一定范围的LED型号和它们对应的特性指标。

表5.2　LED的特性参数

波　长	颜　色	正向电压（V_F at 20 MA）	亮度（5 MM LEDS）	LED材料
940	红外	1.5	16 mW @ 50 mA	GaAlAs/GaAs
880	红外	1.7	18 mW @ 50 mA	GaAlAs/GaAs
850	红外	1.7	26 mW @ 50 mA	GaAlAs/GaAs
660	深红	1.5~1.8	200 mcd @ 50 mA	GaAlAs/GaAs
635	高亮度红	2.0	200 mcd @ 20 mA	GaAlAs/GaP
633	大红	2.2	3500 mcd @ 20 mA	InGaAIP
620	亮橙	2.2	4500 mcd @ 20 mA	InGaAIP
612	亮橙	2.2	6500 mcd @ 20 mA	InGaAIP
605	橙色	2.1	160 mcd @ 20 mA	GaAsP/GaP
595	亮黄	2.2	5500 mcd @ 20 mA	InGaAIP
592	超纯黄	2.1	7000 mcd @ 20 mA	InGaAIP
585	黄色	2.1	100 mcd @ 20 mA	GaAsPGaP
574	超柠檬黄	2.4	1000 mcd @ 20 mA	InGaAIP
570	超柠檬绿	2.0	1000 mcd @ 20 mA	InGaAIP
565	高亮度绿	2.1	200 mcd @ 20 mA	GaP/GaP
560	超纯绿	2.1	350 mcd @ 20 mA	InGaAIP
555	纯绿	2.1	80 mcd @ 20 mA	GaP/GaP
525	浅绿	3.5	10 000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
505	蓝绿	3.5	2000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
470	亮绿	3.6	3000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
430	深蓝	3.8	100 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
370~400	紫外LED	3.9	NA	GaN
4500K	“白炽白光”	3.6	2000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
6500K	浅白	3.6	4000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN
8500K	冷白光	3.6	6000 mcd @ 20 mA	SiC/GaN

需关注的其他指标包括功率耗散（典型值100 mW）、反向额定电压、工作温度（典型值-40~+85 ℃）、脉冲电压（典型值100 mA）、亮度、观察角（在一定范围）最高发射波长和光谱宽度（典型值20~40 nm）。

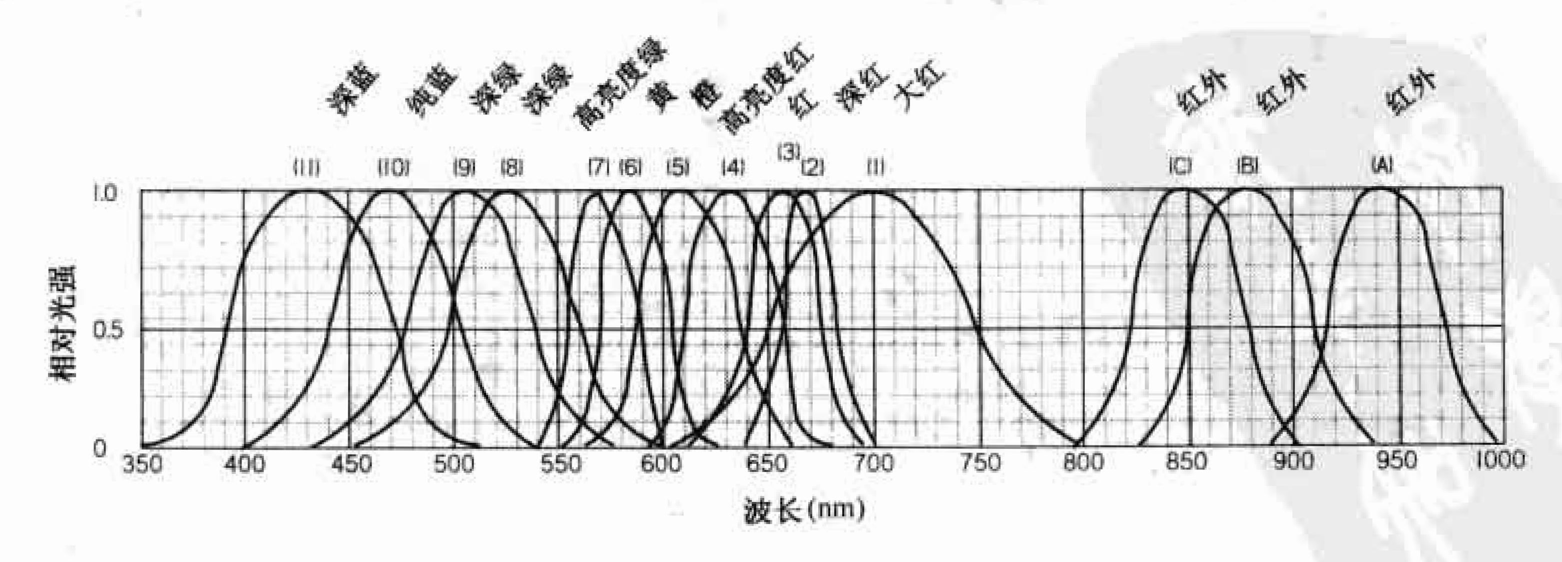


图5.9　LED的光谱曲线

5.3.4 LED 的应用

图 5.10 给出了一些 LED 的典型应用。在图 5.10(a)中保持电流低于 LED 的最大额定电流是非常重要的。串联限流电阻可根据给定公式选择。利用 1 kΩ 的可变电位器可以控制 LED 的亮度。在图 5.10(b)中,用交流电驱动 LED 的电路。其核心是电容和电阻,前者的作用是减弱交流信号,后者的作用是限制电流大小。由于流过电容的电流必须是双向电流,与 LED 并联的二极管可为电容提供负半周的电流通路,同时也可限制 LED 的反向电压。可用极性反接的 LED 替代二极管,或用三色 LED,交流电流通过三色 LED 可产生橙色。限流电阻选择原则是使 LED 的最大浪涌电流不超过 150 mA,使电流下降小于 30 mA/ms(由于电容的放电)。0.47 μF 的电容在 60 Hz 下的阻抗是 5640 Ω,所以 LED 的半波电流大约为 20 mA,或平均电流为 10 mA。电容越大,电流越大,反之电容越小,电流越小。电容器必须是无极性的,且耐压在 200 V 以上。图 5.10(c)中,为交流电源驱动电路,使用白色 LED,可用于夜间照明。与图 5.10(b)相同,0.47 μF 的输入电容用来降低交流电压,180 Ω 电阻用来限制电流。桥式整流器与滤波电容器可产生近似恒定的直流电压,而稳压二极管作用是稳定电压。在图 5.10(d)中,LED 不能并联使用。虽然它也可工作,但不可靠。由于 LED 受热后电导增大,导致并联 LED 的电流分布不均。并联 LED 需要各自的串联电阻。如果每个串联支路有各自的电阻,串联支路可以并联。在图 5.10(e)中,多个 LED 可通过单个公共电阻串联使用。在串联电阻的计算公式中,V_{LED}的值用串联 LED 的压降之和代替。为了获得期望电流值及保持良好的稳定性,供电电压不超过额定电压的 80%是比较理想的。在图 5.10(f)中,稳压二极管用来构建一个简单的过电压指示器:当电压超过稳压二极管的击穿电压时,电流流动,LED 发光。图 5.10 (g) 使用 DPDT 开关实现电路极性换向。当 DPDT 掷向一边时,D_1 工作;当掷向另一边时,D_2 工作。在图 5.10(h)中, 两个 LED 反向并联,构成简单的极性指标器。注意,两个 LED 工作在 AC 电路中。图 5.10(i)为三色 LED 的应用电路。图 5.10(j)为闪烁的 LED,并不需要串联电阻,3 ~9 V 的供电电压是安全的。与 LED 反向并联的稳压管用于过电压保护。可利用闪烁 LED 实现普通 LED 的闪光。也可以使用闪烁 LED 驱动晶体管,利用其闪动实现开关的"开"与"关"。

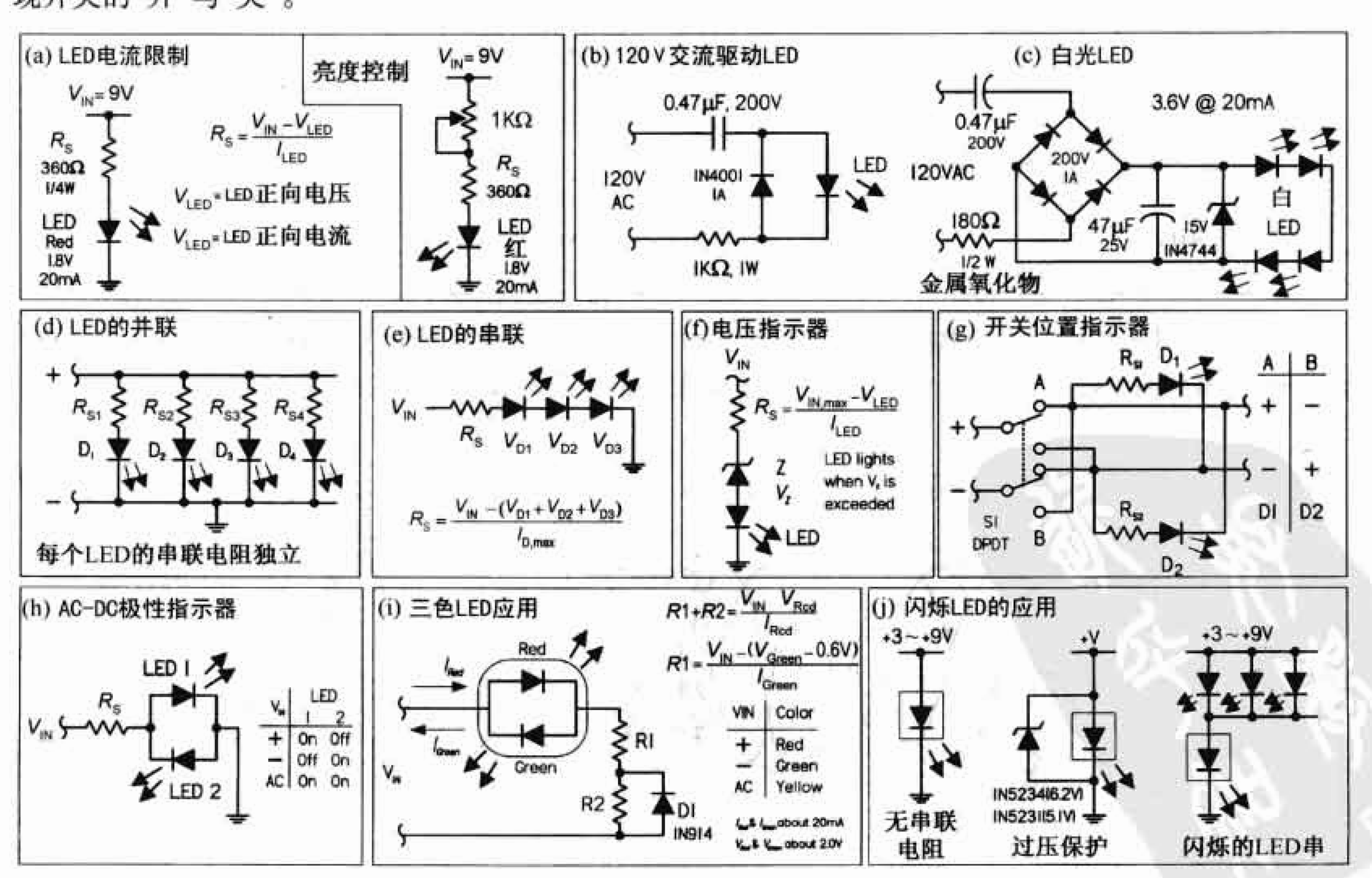


图 5.10 LED 的典型应用

5.3.5 激光二极管

激光二极管是光发射二极管，其表面有两个“镜片”，以形成激光谐振器。当二极管正向偏置时，电荷流入PN结的有效区域，此时电子和空穴自发复合而发射光子。这些光子经过半导体时，一旦经过已发射的电子-空穴对附近，使其重新复合而形成受激发射。当电流足够大时，该器件就会发出激光。激光二极管由低电压驱动，常用光电二极管（被安装在激光二极管封装内）内的光学反馈来控制流过激光二极管的电流，图5.11给出了激光二极管的示意图。

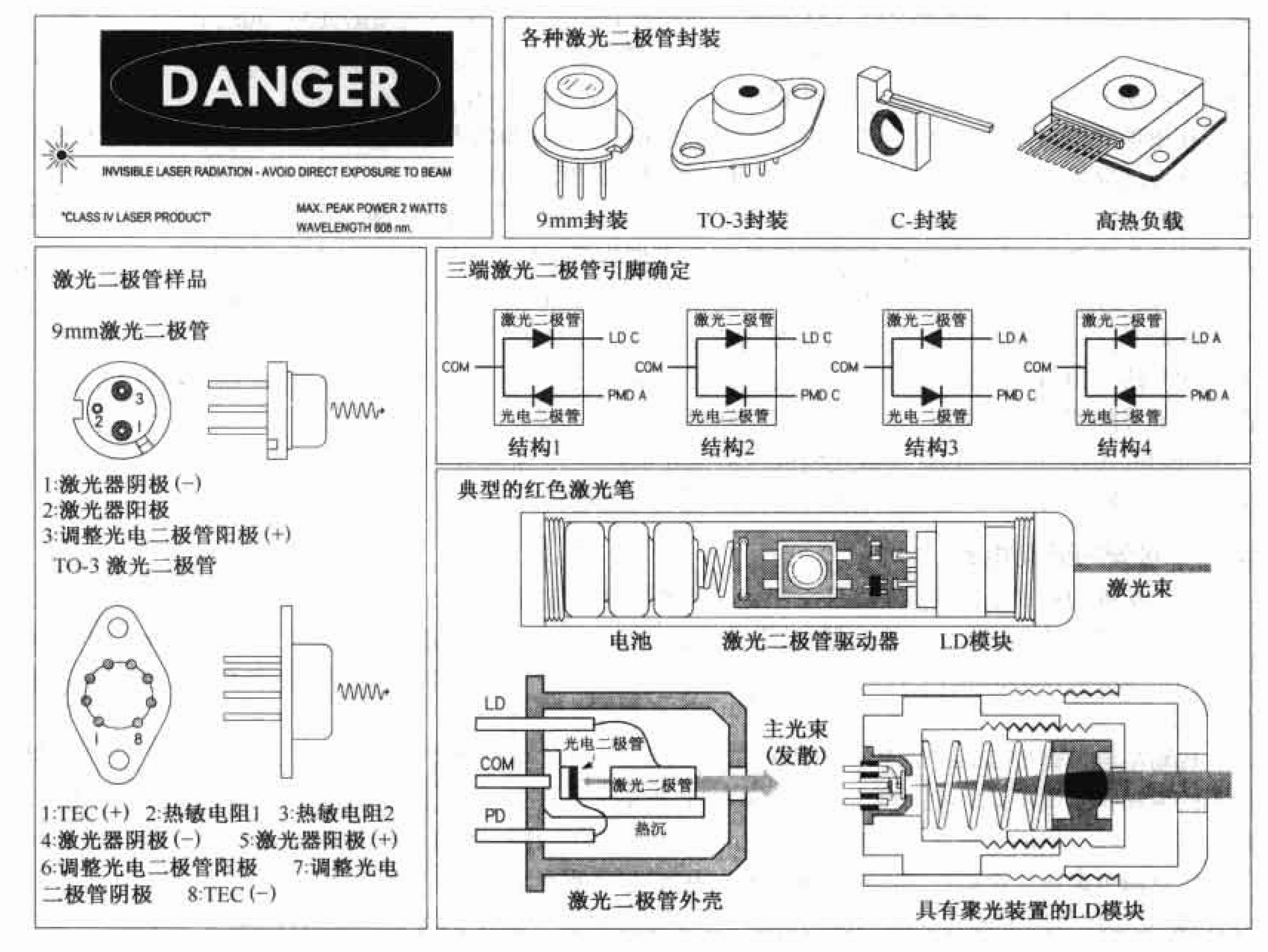


图5.11 该类型激光二极管可在激光笔或CD播放机中找到。外形尺寸的典型值是5～10 mm，但激光二极管芯片的长度小于1 mm。与氦氖激光不同，从激光二极管发射的激光束是发散的，可从10°扩散到30°。需要外部光学器件使其成为接近平行的光束。一个简单的短焦距凸透镜就可实现该功能，但激光二极管模块和激光笔可使用的透镜至少应有非球形表面（它是常见的镜头，非整体球形）。来自激光二极管芯片后端的光束作用在内置的光电二极管上，内置的光电二极管是光敏反馈回路，用来控制电流和输出功率

与LED相比，激光二极管具有较快的响应时间和非常窄的波段（1 nm左右）；并且可聚焦辐射到直径小于1 μm的一个点—— 即使是廉价的激光二极管也可用做CD播放机的激光头。但是，与气体激光器不同的是，激光二极管的输出光束通常是发散的，需要重新聚焦。

通常，激光二极管的输出波长被固定在单一模式：例如，红色（635 nm，670 nm）、红外（780 nm，800 nm，900 nm，150 nm等）以及绿、蓝、紫。不过，也有多模激光二极管，它的发射光谱是由多个单独谱线组成的，这些谱线出现在器件主波长之外。多模激光二极管较好地解决了跳模问题，因此，它们普遍有较好的信噪比。

低功率激光二极管的光输出功率的典型值是 1~5 mW，而高功率激光二极管可以达 100 W 或更高。大功率激光二极管器件由激光二极管阵列组成，而非单独一个器件。

激光二极管可用于 CD 播放机、CD-ROM 驱动器及其他的光存储驱动器中，也可用在激光打印机、激光传真机、激光笔、激光扫描仪、测量设备、高速光纤和空间通信系统；在其他激光器、条形码扫描仪和高能探测器中可作为辐射能使用。在这些应用中需要高速脉冲(到吉赫兹的范围内)，特别需要集成驱动芯片以控制激光二极管驱动电流。

小型激光二极管常用于 CD 播放机、CD-ROM 驱动器、激光打印机和条形码扫描仪等设备。最普通的激光二极管可用在 CD 播放器和 CD-ROM 驱动器中。它们大多产生不可见的光束，光谱在 780 nm 附近。实际激光二极管的光输出可高达 5 mW，但光通过光路达到 CD 时，光功率要下降 0.3~1 mW。用于读写驱动器的高功率红外激光二极管具有较大的输出功率——高达 30 mW 或更高。

在条形码扫描仪、激光笔、医学中的定位装置(例如，CT 和 MRI 扫描仪)和许多其他应用中，可见光激光二极管已取代了氦氖激光器。第一只可见光激光二极管发出的波长约 670 nm，色谱为深红。最近，650 nm 和 635 nm 的红色激光二极管的价格已下跌。635~650 nm 的激光二极管也用在 DVD 技术中。作为众多技术改进之一，低于 780 nm 的波长使得 DVD 光盘的信息存储量比普通 CD 光盘提高 8 倍(DVD 光盘的每一面可以分为两层，每层可存储 4~5 GB 的信息，而普通 CD 只能存储 650 MB)。和 IR 激光二极管一样，可见光激光二极管最大输出功率的典型值为 3~5 mW，价格大约在 10~50 美元，但它需要更为复杂的光路和驱动电路。20 mW 高能型的可见光激光二极管可能就需耗费几百美元。特高能型的激光二极管通常由激光二极管阵列或者多条激光棒组成，可能就需要几千美元了。

特别应注意的是，不能直视激光束或反射激光束——“会烧坏你的眼睛”。另外，激光二极管对静电(ESD)极其敏感，因此，在使用它时应使用接地带和接地设备。

激光二极管的驱动电路

没有正确的驱动电路就不可能驱动激光二极管。没有适当的驱动电路，不稳定的结电流使得激光二极管因工作温度波动而带来许多问题，结果导致激光二极管寿命缩短或损坏。基于这个原因，驱动电路最关键的是能够提供稳定的电流，抑制瞬变因素。在这里介绍用于实现激光二极管稳定光输出的两个基本技术。

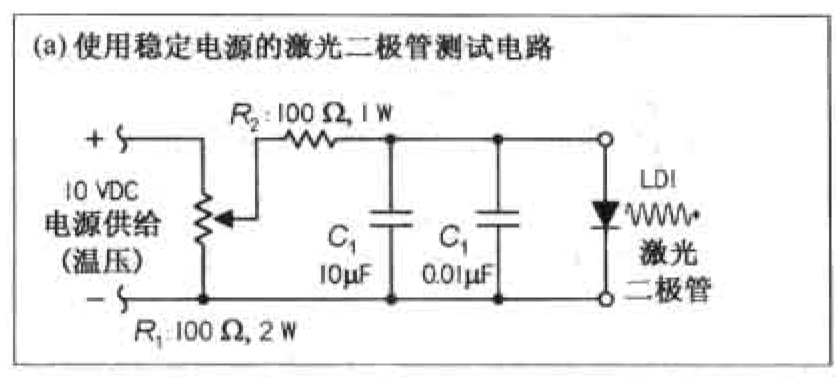
自动电流控制(ACC)或恒定电流电路：该技术适合于无光电反馈的激光二极管的驱动；激光二极管最简单的驱动是恒流驱动。使用该方法较简单易行，但激光二极管温度的变化会引起光输出的波动。不过，目前普遍采用专用的电路与相应的激光二极管来控制它的工作温度(不使用光电二极管)。具有温度控制的恒流电路可提供快速的控制回路和精密参考电流，以实现激光二极管电流的精确控制。另外，在大多数场合，激光二极管内部的光电二极管可能会产生漂移和噪声。如果内部光电二极管性能较差，激光二极管的光输出是含噪声的和不稳定的。无温度控制的恒流驱动虽然廉价和低功耗，但一般来说是不理想的。如果激光二极管的工作温度下降明显，光输出功率会增加，这样很容易超过它的最高额定值。

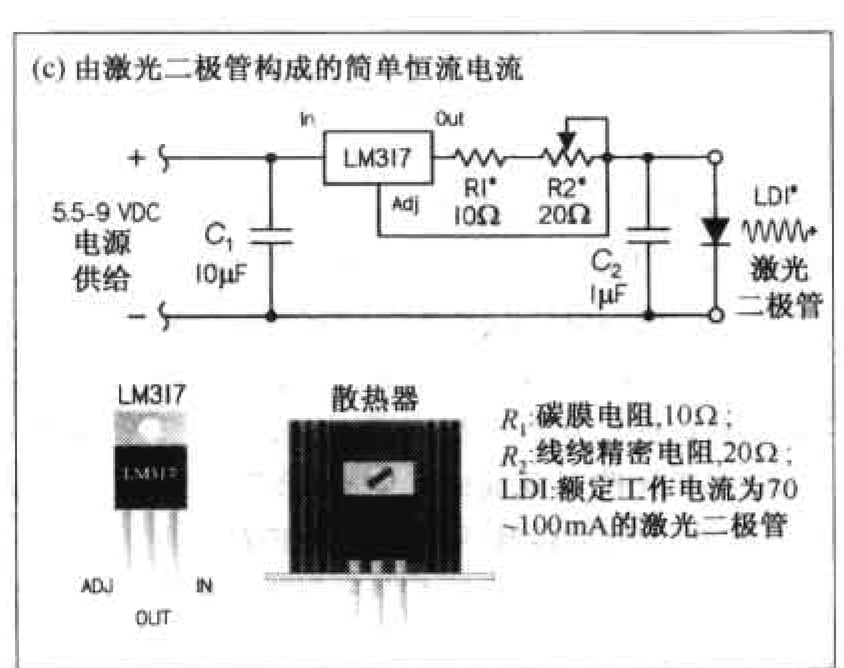
自动功率控制(APC)电路：该驱动电路是以光电二极管反馈回路为基础的，光电二极管反馈回路可监测光输出并为激光二极管提供控制信号，以维持恒定的光输出功率。恒功率控制可防止激光二极管温度下降而引起的光输出功率的增加。但是，在恒功率模式和无温度控制场合，跳模和波长的变化仍会发生。另外，如果二极管的散热不够，会引起温度上升，光功率将减少。因而，驱动电路会增加结电流，以维持光功率恒定。如没有可靠的电流限制，可能会引起热失控，进而损坏激光二极管。

不论何种驱动电路，关键是要防止驱动电流过度超出其额定电流。即使是纳秒级的过载，也会损害激光二极管表面的涂层。实验室里普通的电源不能直接用来驱动激光二极管，因为它不提供足够的保护。典型的驱动电路是慢启动电路、滤波电容和抑制峰、浪涌的其他技术的有机组合。

图 5.12 给出了作者自己设计的激光二极管驱动电路。虽然这些驱动电路采用无须调制的低功率激光二极管，但它有助理解、分析激光二极管制造商推荐的驱动电路。自己制作驱动电路是很困难的，另外，在制作过程中可能会烧坏一些昂贵的激光二极管。当然，如果期望研制比较复杂(与激光笔相比)的工作，最好的办法是购买激光二极管专用驱动芯片。这些驱动芯片除了为稳定光源提供所需的恒定电流外，还

可提供高频调制。也有适合于线性和开关调制的芯片。值得关注的芯片制造商有 MAXIM、Linear Technology、夏普、东芝、三菱、Analog Devices 和 Burr-Brown。通常,这些制造商会提供一些免费样品。





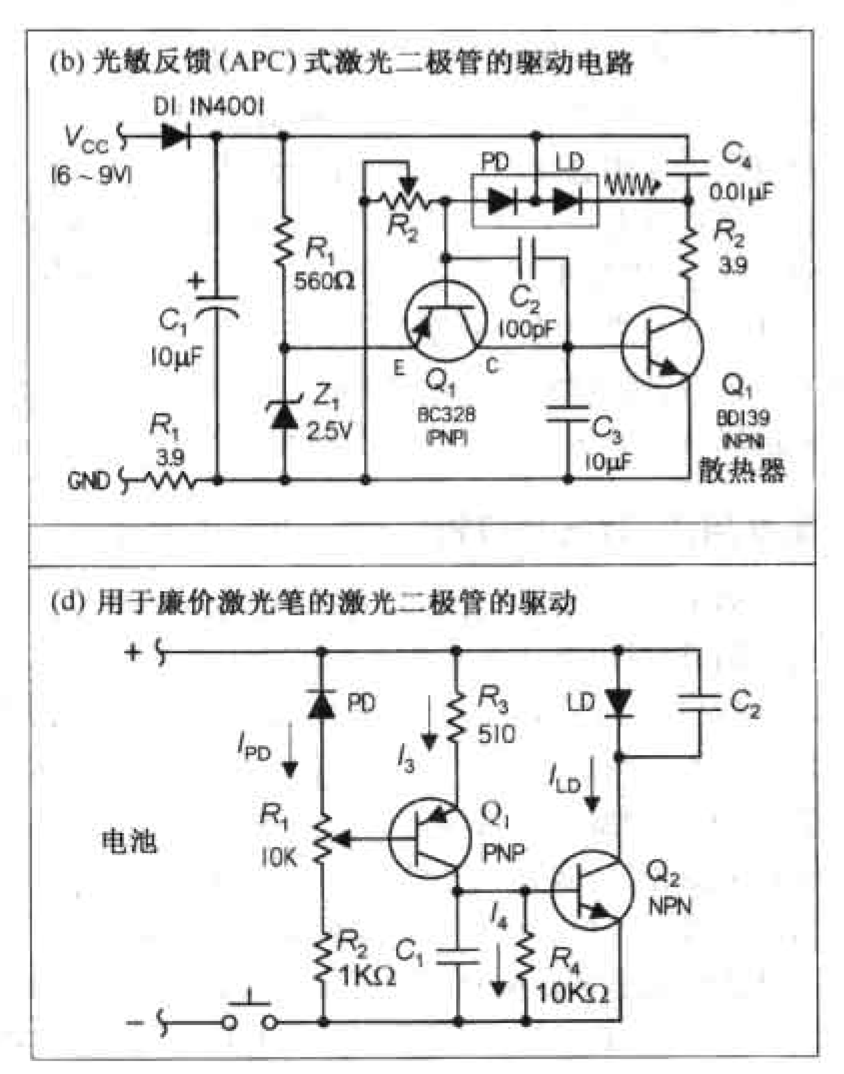


图 5.12 (a)该电路用于判定激光二极管极性和是否连接正确,也可用于测试目的的驱动。这里,0~10 V 的直流电源、限流电阻与二极管串联。如果所用电源有电流限制装置,将它设定在 20 mA 或 25 mA。以后可随时改变。R_2 用来限制最大电流。如果已知二极管规格,这是一个好方案(还可以保护电源输出)。如果激光二极管需要大于 85 mA(R_2 = 100 Ω 时)电流,必需减小 R_2 值;(b)它可工作在 6~9 V(墙上适配器提供的)的交流电源。电路中有较大的滤波电容。改变滤波电容可使该电路工作在任何频率下。注意,C_1 是估计值;此外,2.5 V 的参考电压可由 2.5 V 的 LM341 基准电压替代;(c)电阻值取决于具体激光二极管电流大小。电源由 5.5~9 V 的直流电池提供。10 Ω 碳膜小电阻与精密 20 Ω 可调电阻串联。比较好的做法是:用三个普通二极管串联代替激光二极管,调节电位器,直到所需的电流值,大约 50~60 mA。可以超过它,但绝不能超过二极管的最大电流值。否则,二极管暗电流急剧增加,激光二极管输出强度在某些点会产生异常跳跃;(d)该电路来自于廉价的激光器。包括滤波电容和功率调节电位器 R_1。与以往的电路不同,该电路没有绝对的参考值,所以输出功率将在一定程度上取决于电池电压。通过去除或减小滤波电容器 C_1 的值,可把电路调整到合适的频率上。无论如何,必须小心

驱动电路的保护

不加保护的驱动电路会因激光二极管和驱动电路连接的间歇性或不可靠性而崩溃。光敏反馈电路的间歇性接触,通常会毁坏激光二极管。甚至功率控制电位器的电阻接头接触不良,也会导致激光二极管工作异常。另外,在驱动电路和激光二极管之间不能使用开关或继电器,使其接通或断开。下面介绍激光二极管其他的预防措施。

功率监测:由于制造公差所造成的特性差异,即使光输出功率不超过制造商规定的极限范围,激光二极管的工作也可能是不安全的。为安全起见,必须用光功率计或校准的光电二极管监测激光二极管的输

出。请记住,一旦激光二极管超过其门限,正向电流的微小增加,便会发生强的受激发射,进而使光输出明显增大。因此,驱动电流的明显增加,可能会造成光输出过载。另外,在监测和聚焦时,应尽量减少通过光学透镜或其他组件时造成的光损。

工作温度和散热器:在大多数应用中,激光二极管需要加装散热器,尤其是在连续工作时更加需要。如果没有散热器,激光二极管的结温度将迅速增加,造成光输出降低。如果激光二极管的温度继续上升,超过最大使用温度,二极管会完全损坏或使其工作寿命明显缩短。一般来说,较低的工作温度将有助于延长二极管的寿命。与红外激光二极管相比,短波长(例如,约 635 nm)的可见光激光二极管对温度更加敏感。通常,需使用电子制冷器件保持低温。当使用散热器时,可使用少量的非硅型导热胶以提高激光二极管和散热片之间的导热系数。

窗口:保持激光二极管的窗口和光路清洁。灰尘或指纹,会产生衍射和干涉,这会导致激光输出降低或远场分布异常。窗口应用棉签和乙醇清洗。

简易用法:激光二极管模块和激光指示器

如果期望应用可见光激光二极管,商业激光二极管模块或某些品牌的激光指示器(包括基于光反馈的功率调节)可以借用。模块和激光指示器都将包括一个能够在非稳压低直流电压输入时可靠工作的驱动电路和与一个与激光二极管匹配的聚焦透镜。大多数模块允许镜头位置的微调,以确保聚焦最佳,或在某特定距离内调整聚焦点。然而,无论是模块,还是指示器,都设计成较高频进行调制,以便构建有效的内部滤波,来保护激光二极管过载。因此,它们一般不适合激光通信的应用。一般来说,与激光二极管和自制驱动电源相比,激光二极模块或指示器的应用要方便得多,甚至比购买现成驱动电路还容易,因为它不是为普通激光二极管设计的。我们很难确定廉价激光指示器工作的可靠性和耐久性以及其光束质量。激光二极管模块通常比激光指示器价格昂贵、质量好,所以它是各种应用的首选。此外,可考虑使用氦氖激光器,由于最便宜类型的激光器也有可能产生高质量激光束。

激光二极管技术参数

激光波长 λ_p:激光二极管发射光的波长。单模器件,它是激光输出单谱线所对应的波长;多模器件,它是光谱中最大强度谱线所对应的波长。

阈值电流 I_{th}:在光输出功率 - 正向电流曲线中,自发辐射与受激发射分界点所对应的正向电流。正向电流低于阈值电流,输出和 LED 类似是不连续的;正向电流大于阈值电流,才开始输出激光。一旦超过阈值点,实现受激发射,正向电流微小增加便可引起光输出的显着增加。

工作电流 I_{op}:在额定工作温度下,激光二极管形成额定光输出所必需的通过激光二极管的正向电流值。

工作电压 V_{op}:在额定工作温度下,激光二极管产生额定光输出所必需的正向电压值。

光输出功率 P_o:在连续或间断工作模式下,光输出的最大的瞬时功率。

工作温度范围:可安全工作的温度范围。

监测电流 I_m:在激光二极管输出额定功率及特定的反偏电压条件下,通过光敏(反馈)二极管的电流。

光敏暗电流 $I_{D(P_D)}$:当不发射激光时,反偏内部光电二极管通过的电流。

反偏电压 V_R:激光二极管或光敏(反馈)二极管反向可施加的最大电压。具有光敏反馈的激光二极管的反偏电压表示为 $V_{R(LD)}$,而光敏反馈二极管的反偏电压表示为 $V_{L(PD)}$。

视角比 AR:激光二极管垂直发射角 $\theta_\perp$ 与水平发射角 $\theta_\parallel$ 之比。当垂直发射角为 30°,水平发射角为 10°时,则视角比为 3:1。

像散 A_S 或 D_{as}:光束在结平面上有垂直方向和水平方向两个亮点。两点之间的距离被定义为像散距离。如果需要聚焦,像散严重的激光二极管必须进行像散校准或减少,否则,聚焦后的光束将是发散的。

光束发散 $\theta_\perp$ 和 $\theta_\parallel$:又称辐射角,光束发散是以角度进行测量的,通常分垂直发散 $\theta_\perp$ 和水平发散 $\theta_\parallel$。

偏振(极化)比:单腔激光二极管的输出在激光器结平面内偏振是水平方向的线性极化。在激光器结

平面无规则和/或垂直方向偏振的自发发射也可能发生。偏振比被定义为水平分量除以垂直分量。工作在最大功率附近的激光二极管的偏振比的典型值大于100:1;当工作在阈值点附近时,因为主要是自发发射,偏振比是相当低的。

斜率效率 SE:在输出功率-正向电流曲线的发射激光区域,功率增量与电流增量之比被定义为斜率效率。

上升时间:激光输出从最大值的10%上升到最大值的90%所需的时间。

定位精度(D_x、D_y、D_z):也称为发射点精度。该指标表征封装成形激光器的定位精确程度。D_x、D_y表示在封装发射窗口平面上光束距物理轴(中心)的距离,D_z表示垂直方向距参考表面的距离。该指标可以用角度差(单位:度)或线误差(单位:微米)来表示。

5.4 光敏电阻

光敏电阻器是光控可变电阻器。当处于黑暗环境中,光敏电阻器的电阻值通常非常大(兆欧数量级)。但当它被光照射时,它的电阻值将非常低,可降至几百欧。在应用方面,光敏电阻可用在亮/暗激励开关电路中,也可用于光敏检测电路。光敏电阻的符号如图5.13所示。

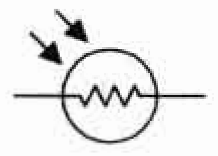


图5.13 光敏电阻的符号

5.4.1 光敏电阻的工作原理

光敏电阻是由特种半导体材料制成的(如图5.14所示),例如硫化镉(可见光)或硫化铅(红外线)。当将这种半导体元件置于黑暗中时,由于晶体中的原子束缚力很大,电子根本无法在外加电压作用下流动以通过光敏电阻。但当有光照时,光线中的光子撞击被束缚的电子,把它们从约束它们的原子中剥离出来,并在此过程中产生了空穴。于是这些释放的电子在外加电压作用下汇成电子流而通过电阻器(即电阻值下降了)。

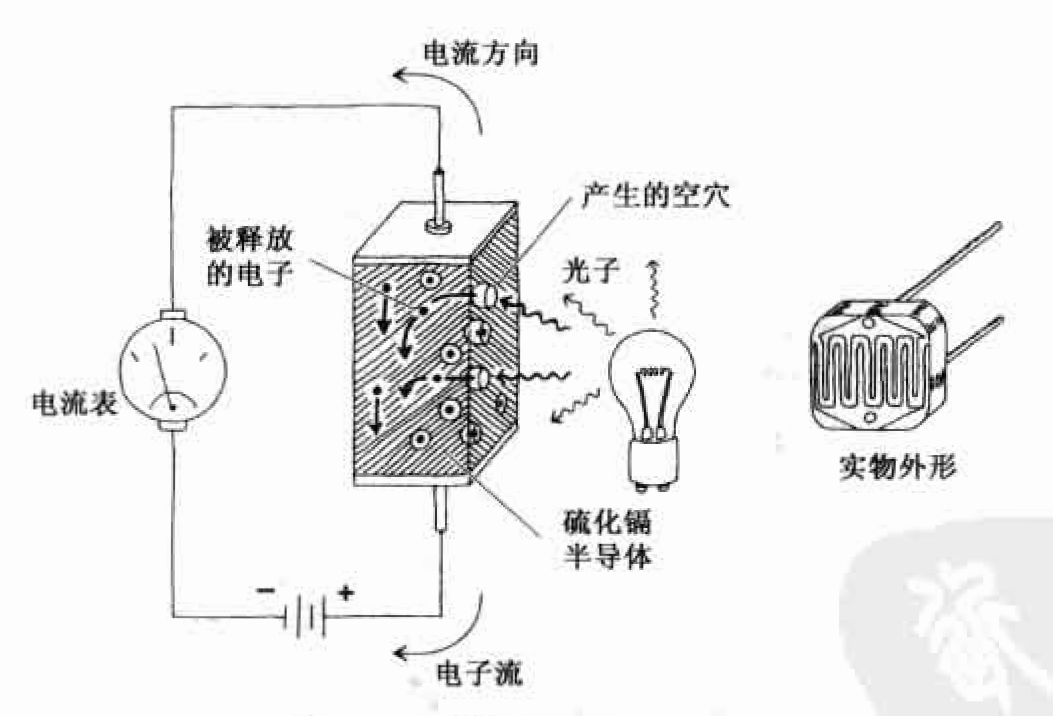


图5.14 光敏电阻的工作原理

5.4.2 光敏电阻相关技术

光敏电阻对光强度变化的响应时间只需几毫秒,但撤去光照后,光敏电阻要恢复到常态电阻值可能需要数秒钟。光敏电阻的用途广泛,但运行方式几乎相近。不同光敏电阻的感光灵敏度和电阻变化范围的差别非常大。另外,不同的光敏电阻器具有不同响应频率(光波波长)。例如硫化镉光敏电阻器对波长在400~800 nm范围内的光响应最好,而硫化铅光敏电阻器对红外线的响应最佳。

5.4.3 光敏电阻的应用

简单光强计

在图 5.15(a)中,用一个光敏电阻做感光元件。在无光照作用下,光敏电阻的阻值很大,流过串联回路的电流很小,因而光强计指针偏转角也最小。当一光源发出逐渐增强的亮光照射在光敏电阻上的时候,光敏电阻的阻值逐渐下降,回路的电流逐渐增大,使得光强计指针偏转角也逐渐增大,电路的可变电阻可用来做光强计的校准。

高灵敏度分压器

图 5.15(b)所示的电路与第 3 章介绍过的分压电路相似,输出电压可由下式给出

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in}$$

当光照强度增加时,光敏电阻器的电阻值减小,使图中上面电路的输出电压 V_{out}减小,而下面电路的输出电压 V_{out}增大。

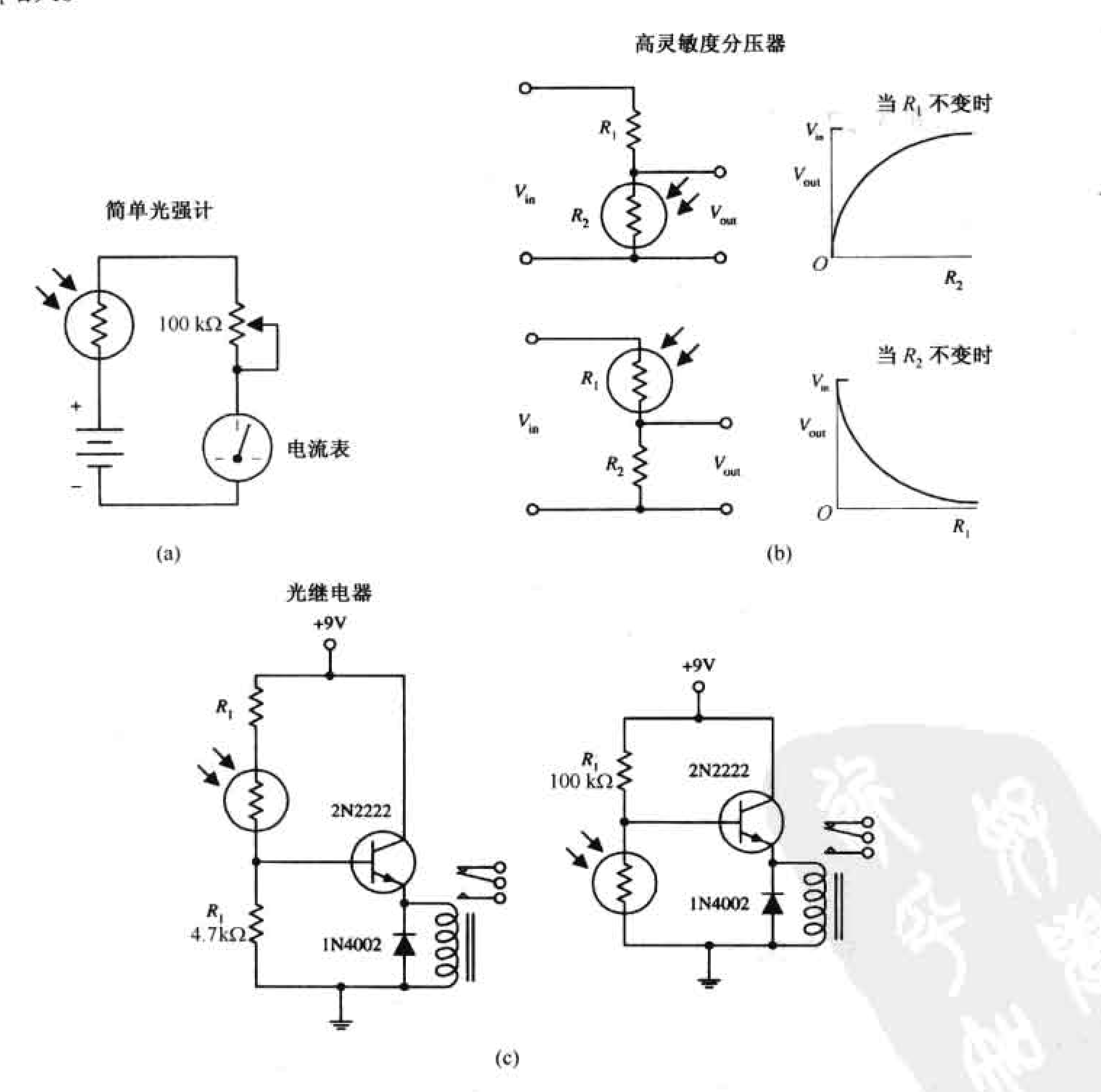


图 5.15 光敏电阻的应用实例

光继电器

图 5.15(c)中的两个电路都采用了光敏分压器,光照强度发生变化能使继电器动作。左图为"亮"激励电路。当光照射在光敏电阻上时,光敏电阻器的电阻值下降,使晶体管基极的电流和电压增大。当基极电流和电压足够大时,流过晶体管发射极的电流也足够大,从而触发继电器。右图是"暗"激励电路,工作原理相似,只是工作状态相反。亮激励电路中的 R_1 取值在 1 kΩ 左右,在实际应用中,可稍做调整。暗激励电路中的 R_1 也需要根据实际情况调整。两电路的工作电压均为 6 ~ 9 V,使用线圈电阻为 500 Ω 的继电器。

5.5 光电二极管

光电二极管有两个引脚,它可以把光能直接转换成电流。如果把光电二极管的正负引脚用导线连接起来,并把它放在黑暗中,导线中将不会有电流流过。但如果用光照射,光电二极管立刻就变成一个小电流源,且电流从负极流出而进入正极。光电二极管的电路符号如图 5.16所示。



图 5.16 光电二极管的符号

在无线电通信中,检测近红外高速脉冲的常用器件是光电二极管。由于光电二极管的光电响应特性线性良好,在光强度计电路中也常使用它(如照相机光强计、入侵报警器等)。

5.5.1 光电二极管的工作管理

光电二极管由一片很薄的 N 型半导体和很厚的 P 型半导体结合在一起而组成(N 型半导体侧有丰富的电子,P 型半导体侧有丰富的空穴,如图 5.17 所示)。此 PN 结的 N 侧作为负极,P 侧作为正极。如果用光照射此元件,许多光子将通过 N 型半导体进入 P 型半导体。进入 P 区的部分光子将会与束缚电子碰撞而将其分离原来的位置,并在此过程中产生空穴。如果碰撞在 PN 结附近进行,被逐出电子将越过 PN 结。结果,在 N 侧额外增加了电子而在 P 侧额外增加了空穴。正负电荷的分离使得在 PN 结两侧形成了电位差。此时,如果用一根导线将负极(N 侧)与正极(P 侧)相连,电子将从有丰富电子的负极流向有丰富空穴的正极(或按习惯,认为电流从正极通过导线流向负极)。光电二极管常采用带窗口的塑料或金属封装方式,窗口中可能装有放大镜和滤光片。

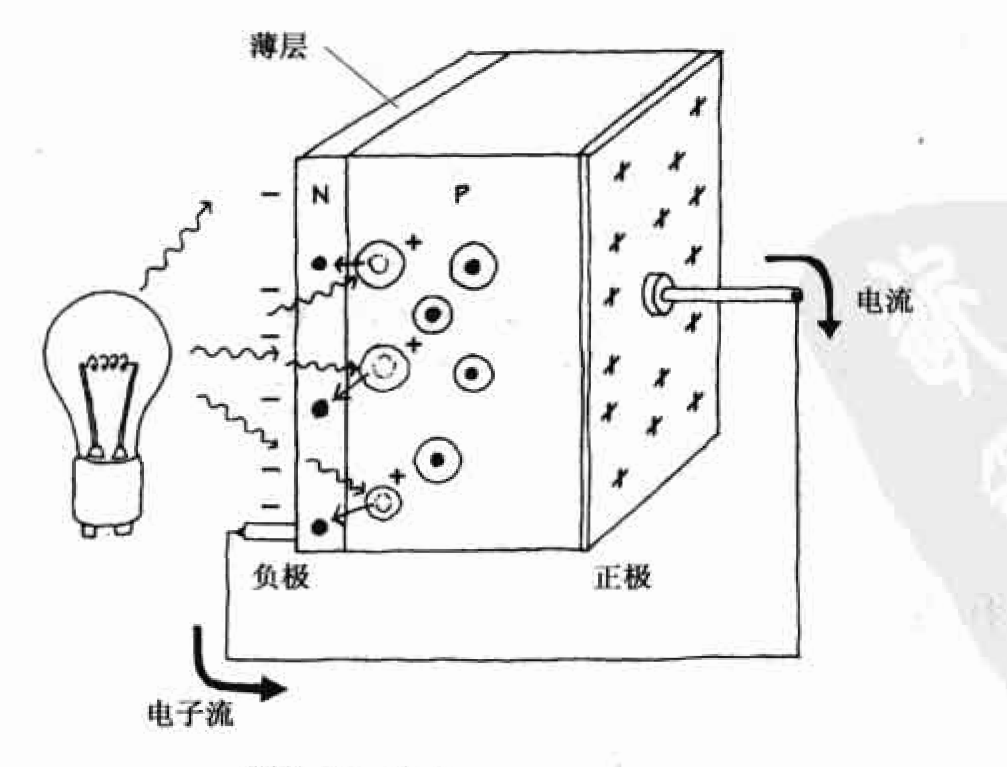


图 5.17 光电二极管工作原理

5.5.2 光电二极管的基本应用

光电电流源

在图 5.18(a)中，光电二极管的作用是将光能直接转换成电流。该电流可用电流表测量。光的输入强度(亮度)和输出电流成线性关系[如图 5.18(b)所示]。

光电导应用

单个光电二极管可能无法产生足够大的电流来驱动一个光电电路。通常它与一个电压源合在一起使用。图 5.18(a)中，光电二极管以反向偏置的方向与电压源相连。当处于黑暗中时，只有很小的暗电流(纳安数量级)通过光电二极管。用光照射光电二极管时，通过它的电流增大。本电路与前述电路不同的地方是利用电池来增加输出电流。如果，在电路中串接一电阻器，可用于电流表的校准。注意，如果你将光电二极管看做是普通的二极管，电路是不能导通的。光电二极管的连接方向与普通二极管相反。

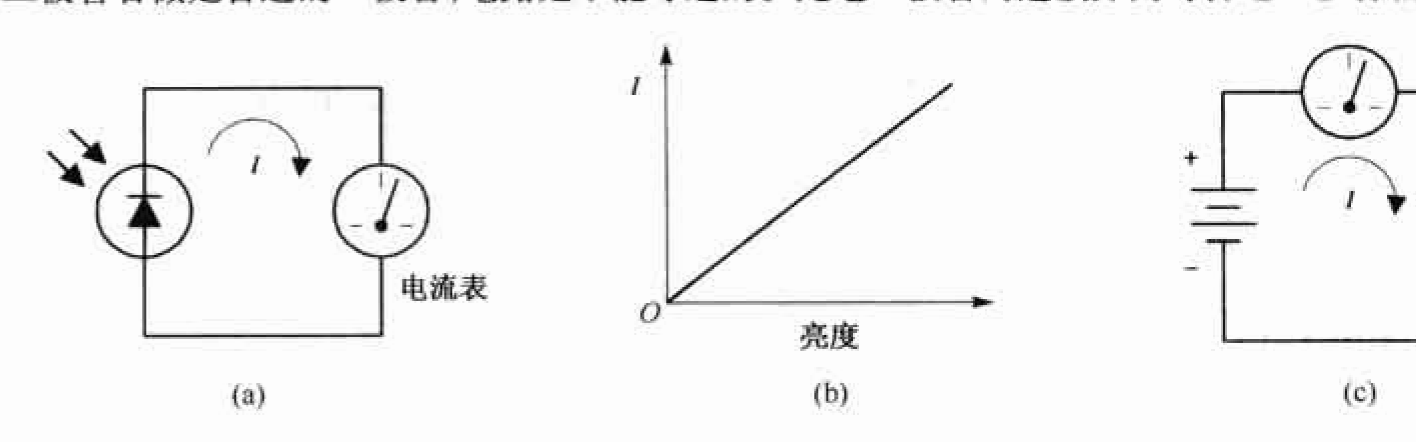


图 5.18 光电二极管的基本应用

5.5.3 光电二极管的种类

光电二极管形状多样，大小不一(如图 5.19 所示)。有带辐射镜的，有带光滤波片的，有用于高速响应场合的，有感光面积大感光灵敏高的，也有感光面积小灵敏度低的。当光电二极管的感光面积增大，响应速度将会变慢。表 5.3给出了 NTE3033 光电二极管的特性参数。

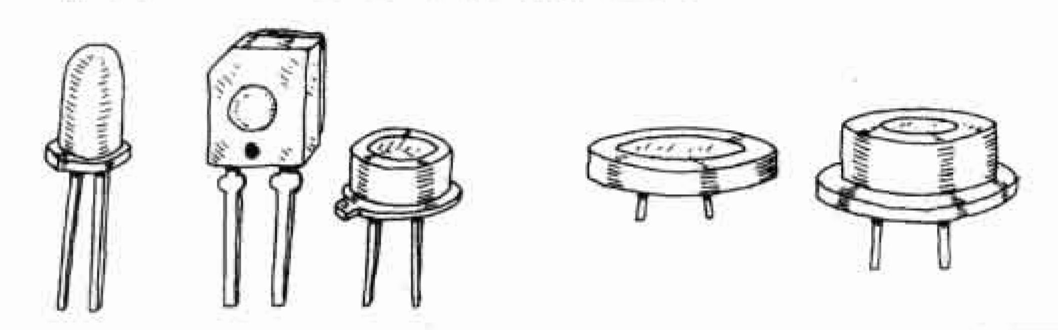


图 5.19 光电二极管的种类

表 5.3 光电二极管特性表

型号	种类	反向电压 (V) V_R	最大暗电流 (nA) I_D	最大亮电流 (μA) I_L	功耗 (mW) P_D	上升时间 (ns) t_r	典型检测角 (°)	典型最大辐射波长(nm) λ_P
NTE3033	红外线	30	50	35	100	50	65	900

5.6 太阳能电池

太阳能电池是感光表面积很大的光电二极管(如图 5.20 所示)。由于太阳能电池的感光面积大，所以它的光的灵敏度高，可提供比普通光电二极管大得多的功率(更大的电流和电压)。例如，单个太阳能电池置于明亮的光线下可能产生 0.5 V 的电压，并提供高达 0.1 A 的电流。

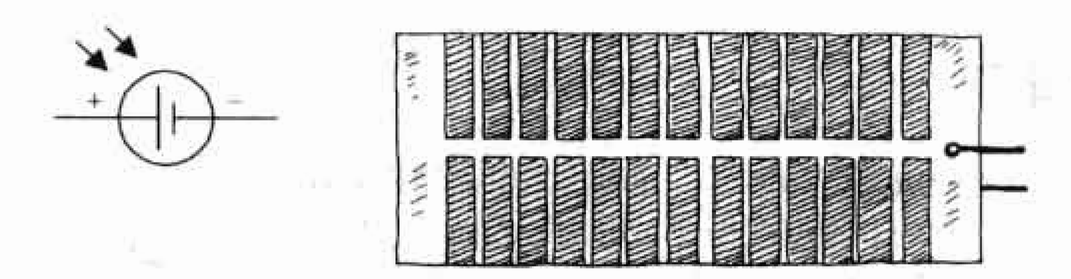


图 5.20 太阳能电池

太阳能电池可为一些小型电器供电,如太阳能计算器。也可以用几个太阳能电池串联后对镍镉电池充电。太阳能电池还常作为可见光和红外线检测器中的感光元件使用,如用于光强度计和继电器中的光触发。与光电二极管相似,太阳能电池也有正极和负极引脚。将其接入电路时,应使正引脚的电位高于负引脚电位。太阳能电池的典型响应时间约为 20 ms。

5.6.1 太阳能电池的基本应用

电源

与一般电池一样,太阳能电池既可串联,也可并联。在明亮的光照下,每个电池产生的开路电压约为 0.45~0.5 V,电流达 0.1 A。将几个光电池串联,输出电压为个单个电池电压的总和。而将几个太阳能电池并联,可增大输出电流。

电池充电器

图 5.21(c)中电路表明怎样用 9 个串联的太阳能电池对 1.5 V 的镍镉电池充电(每个太阳能电池提供 0.5 V 的电压,总电压为 4.5 V 减去二极管的 0.6 V 电压降)。电路中二极管的作用是防止在黑暗条件下,镍镉电池通过太阳能电池放电。注意:充电速率不要超过镍镉电池的安全充电速率。要降低充电速率,可在电池上串联一个电阻。

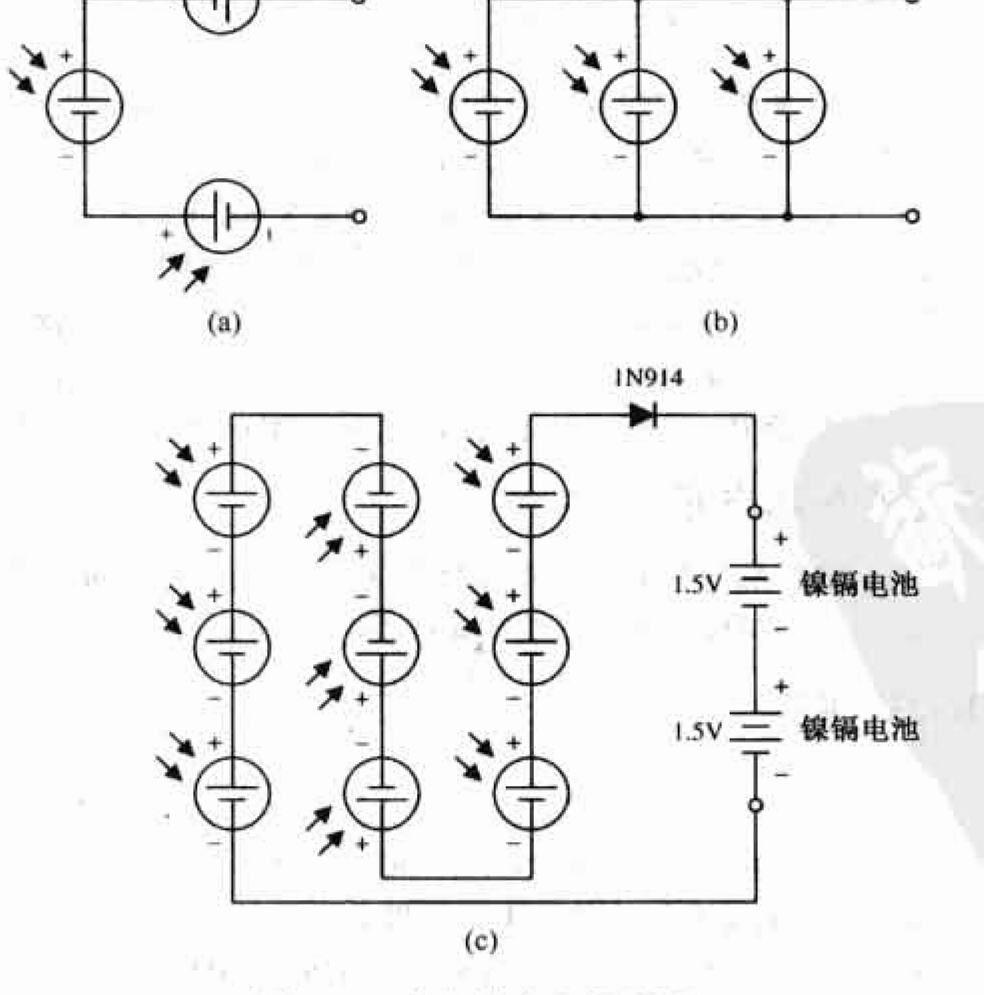


图 5.21 太阳能电池的应用

5.7 光电晶体管

光电晶体管是仅对光照敏感的晶体管。普通的光电晶体管就像是用一个光敏表面取代基极引脚的双极型三极管。当光敏表面处于黑暗环境时,光电晶体管截止。当光敏表面处于光线中时,将产生一个小的基极电流,并控制产生一个大得多的集电极至发射极的电流。场效应光晶体管与光电晶体管的不同之处是:它是利用光照产生的栅极电压来控制产生漏源电流的。场效应光电晶体管对光线的变化极其敏感,但它们比双极型光电晶体管易于损坏(从电性能方面考虑),光电晶体管的电路符号如图 5.22 所示。

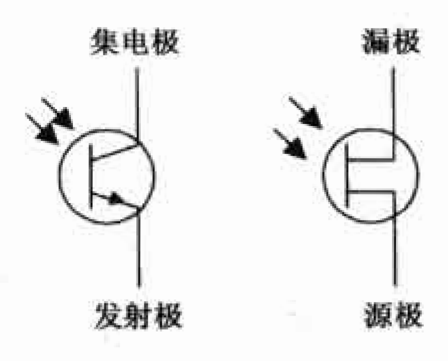


图 5.22 光电晶体管的电路符号

5.7.1 光电晶体管的工作原理

图 5.23 是两端双极型光电晶体管的简单模型。以下是关于其工作原理的详细介绍。

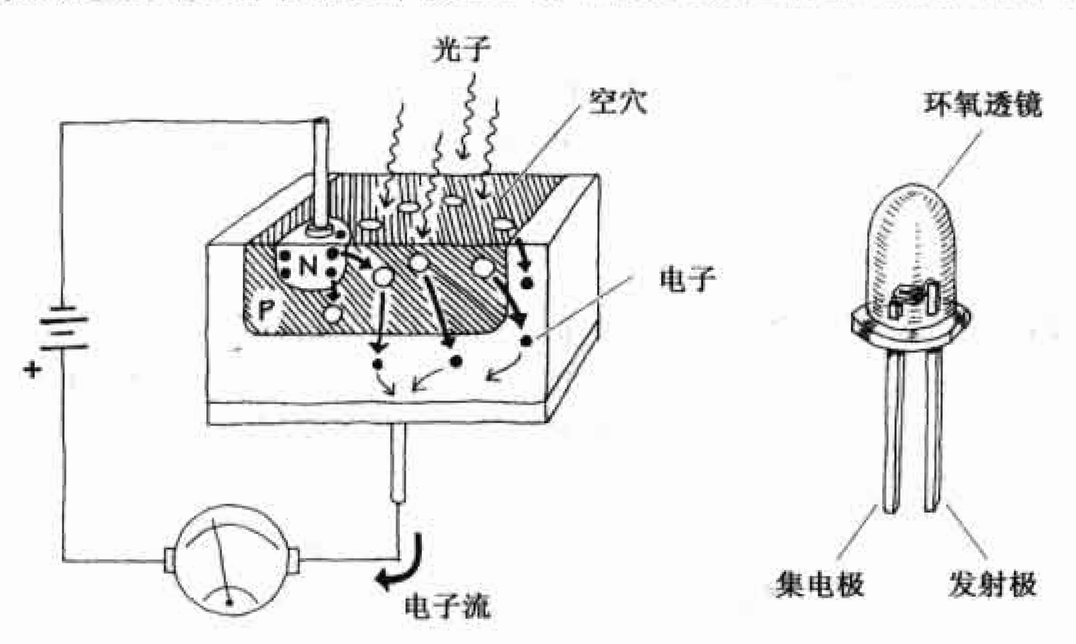


图 5.23 光电晶体管的工作原理

双极型光电晶体管是一种无基极引脚的双极型晶体管。它具有一个格外大的、用来感受光照射的开放 P 型半导体区域。当光线中的光子(这些光子具有合适的频率和能量)撞击了 P 型半导体内的电子,将使电子获得足够大的能量而越过 PN 结势垒。一旦 P 区中的电子进入 N 区,在 P 区半导体中就产生了空穴。注入到 N 区的电子就流向电池的正端,而电池负端的电子则流入上面的 N 型半导体中,并越过 PN 结进入 P 区,与 P 区的空穴结合。其结果是产生了从发射极到集电极的电子流(习惯上讲,电流从集电极到发射极)。也就是说:当基区被光照射时,产生了从集电极流向发射极的正电流 I。光电晶体管通常是将 PNP 型半导体芯片封装在可兼做放大镜的环氧树脂中。也有一些光电晶体管采用塑料窗口的金属外壳来封装。

5.7.2 光电晶体管的基本电路

在大多数情况下,光电晶体管都与普通双极型晶体管相似。如图 5.24 所示为射极跟随器(有电压增益无电流增益)。射极跟随器和共射极放大器已在第 4 章讲过。

5.7.3 光电晶体管的种类

三端光电晶体管

有时,两端光电三极管注入基极的电子数量太少,不能产生期望的集电极至发射极的电流。为此,要是具有基极引脚可以引入外加的电流来帮助提升注入基极的电子数量。事实上,基极电流的大小由光强度和外加基极电流共同决定。在实际的光子电路中,常用三端光电晶体管来取代两端光电晶体管,但基极引脚悬空。

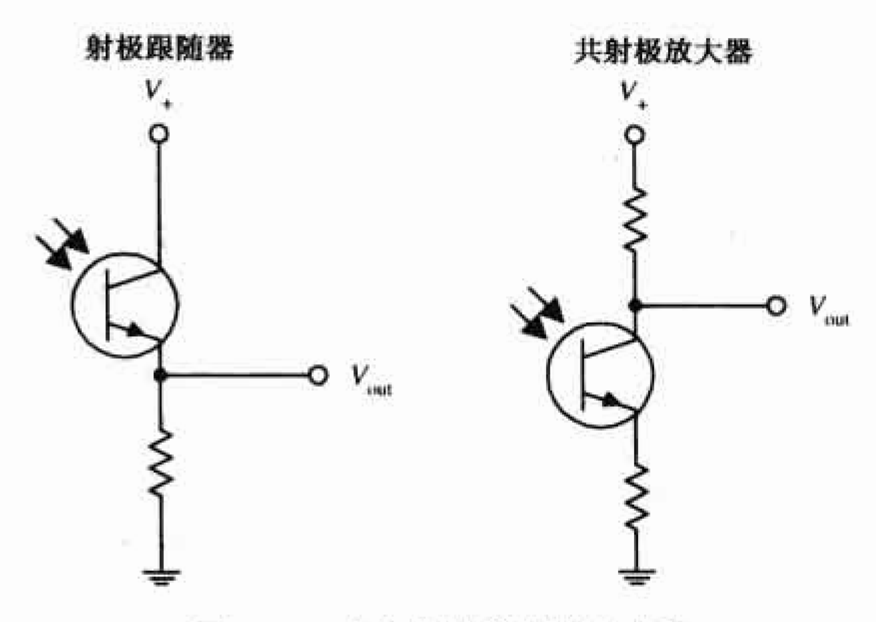


图 5.24 光电晶体管的基本电路

光电达林顿复合管

光电达林顿复合管与传统的双极型达林顿晶体管相似,所不同的是它是光敏的。光电达林顿复合管比普通光电三极管的灵敏度大得多,但它们倾向于有低的响应时间。它们有的有基极端,有的则没有(如图 5.25 所示)。

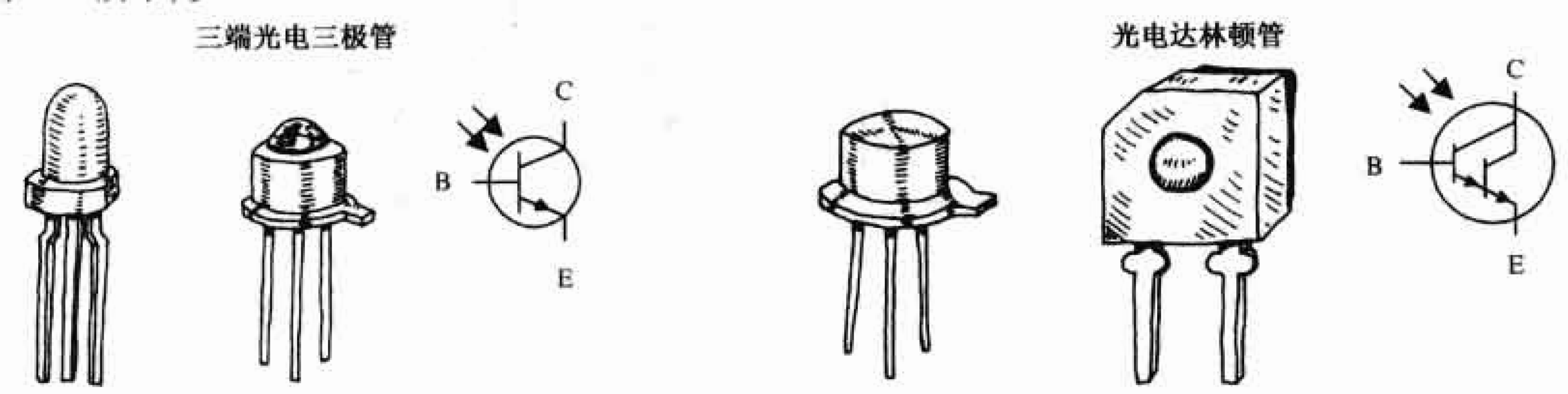


图 5.25 光电晶体管的种类

5.7.4 光晶体管的技术要点

和普通晶体管一样,光电晶体管的参数包括最大击穿电压、最大额定电流和最大额定功耗。通过光电晶体管集电极的电流 I_C 的大小直接取决于辐射光的强度、元件的放大倍数和外加基极电流(对三端光电晶体管而言)。用来控制集电极至发射极电流大小的光电晶体管,即使它放在黑暗中,仍有一个称为暗电流的小电流通过该元件,暗电流通常忽略不计(几纳安数量级)。表 5.4 给出两个光晶体管的典型数据。

表 5.4 光晶体管的部分参数

型号	说明	集-基极电压 BV_{CBO}(V)	最大集电极电流 I_C(mA)	最大集电极暗电流 I_D(nA)	最小光电流 I_L(mA)	最大耗散功率 P_D(mW)	典型响应时间 (μs)
NTE3031	NPN 型,硅,可见光和红外光	30(V_{CEO})	40	100(10 V 时)	1	150	6
NTE3036	NPN 型,硅,达林顿复合管,可见光和近红外光	50	250	100	12	250	151

5.7.5 光电晶体管的应用

光控继电器

图 5.26(a)中,光电晶体管用来控制功率开关晶体管的基极电流,进而控制继电器的电流。在亮激励电路中,当光线照射光电晶体管时,光电管导通,允许电源电流通过并进入功率开关晶体管的基极,于是功率晶体管导通,电流流过继电器,继电器被触发而改变状态。在暗激励电路中,情况与上述电路相反:只有

撤去光电晶体管的照射光后，光电晶体管截止，进入功率晶体管基极的电流增大。图中的 100 kΩ 电位器的作用是通过控制光电晶体管的电流的大小来调节感光灵敏度的。

接收电路

图 5.26(b)中电路是用光电晶体管和一级放大器(电流增益放大器)组成调制光波接收电路。电路中的 R_2 和 R_3 用来设定功率开关晶体管的直流工作点，R_1 用来设定光电晶体管的感光灵敏度。电容器为隔直电容。

转速表

图 5.26(c)是一个简单的例子，说明怎样用光电晶体管组成简单的频率计数器和转速表。带孔洞的盘转一圈，光线通过小孔一次。通过小孔的光触发光电晶体管，使其导通。用频率计数器可以对产生的电子脉冲进行计数。

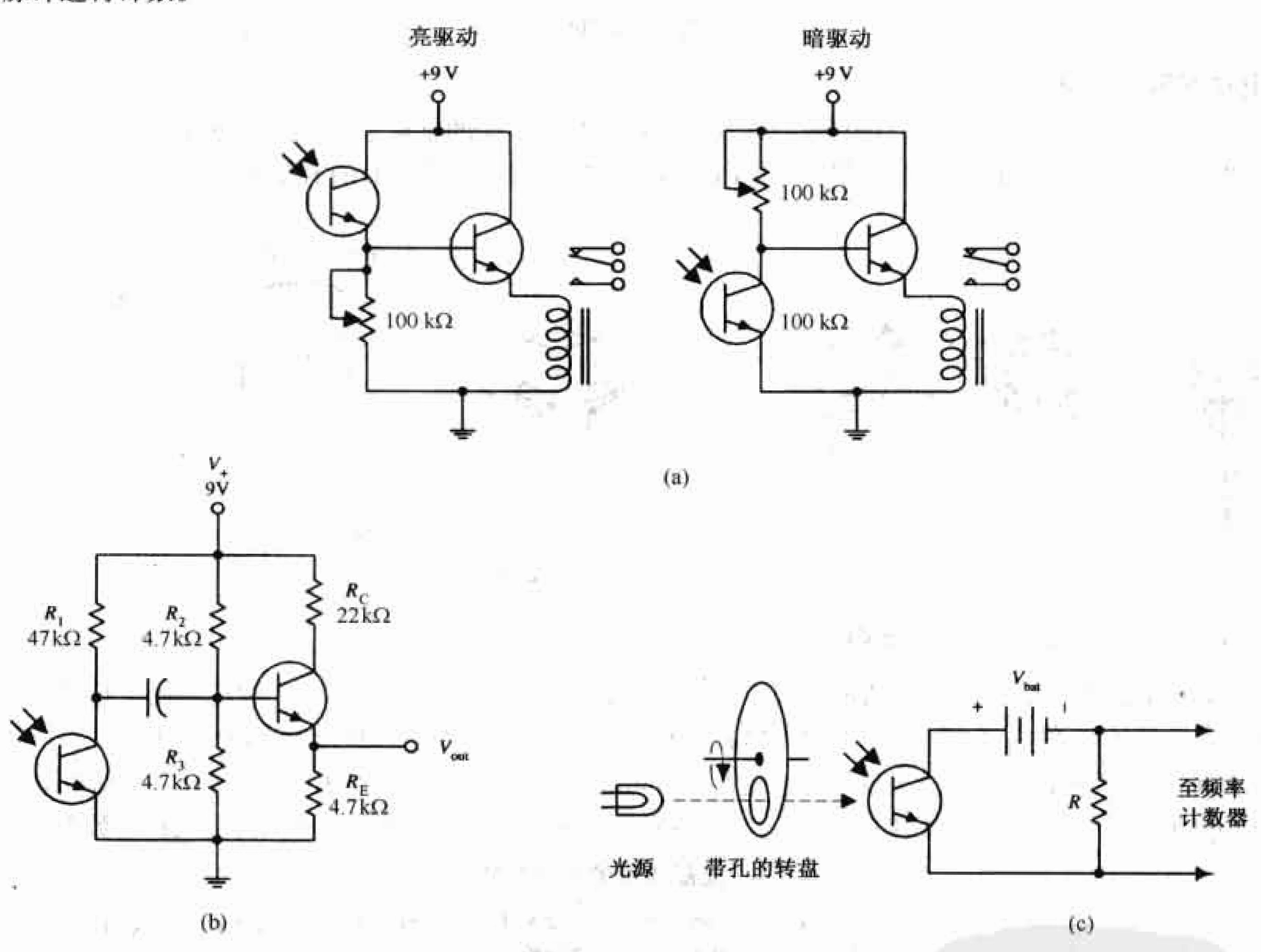


图 5.26　光电晶体管的应用

5.8　光电晶闸管

光电晶闸管是一种光激励晶闸管。光激励晶闸管和光激励双向晶闸管是两种普通的光电晶闸管。光电晶闸管可作为开关使用，当它被光脉冲照射时导通。当光撤去后，光电晶闸管依然保持导通状态，直至将它的阳极和阴极极性反接或撤出供电为止。光激励双向晶闸管性能与晶闸管相似，但它用于交流电流的控制。光电晶闸管的符号如图 5.27 所示。

5.8.1　光电晶闸管的工作原理

图 5.28 中的模型和等效电路可以解释光电晶闸管的工作机理。如其他的 PN 结光电器件一样，当光子在 P 型半导体侧撞击电子时，该电子将被逐出原来位置而越过 PN 结，进入 N 型侧。如果大量电子被逐

出并越过了 PN 结，基极将产生足够大的电流使晶体管开通，并将此状态保持到把阳极、阴极电源对调或将电源切断为止（产生这种结果的原因是，从阳极流向阴极的电流继续充当着晶体管的基极电流）。

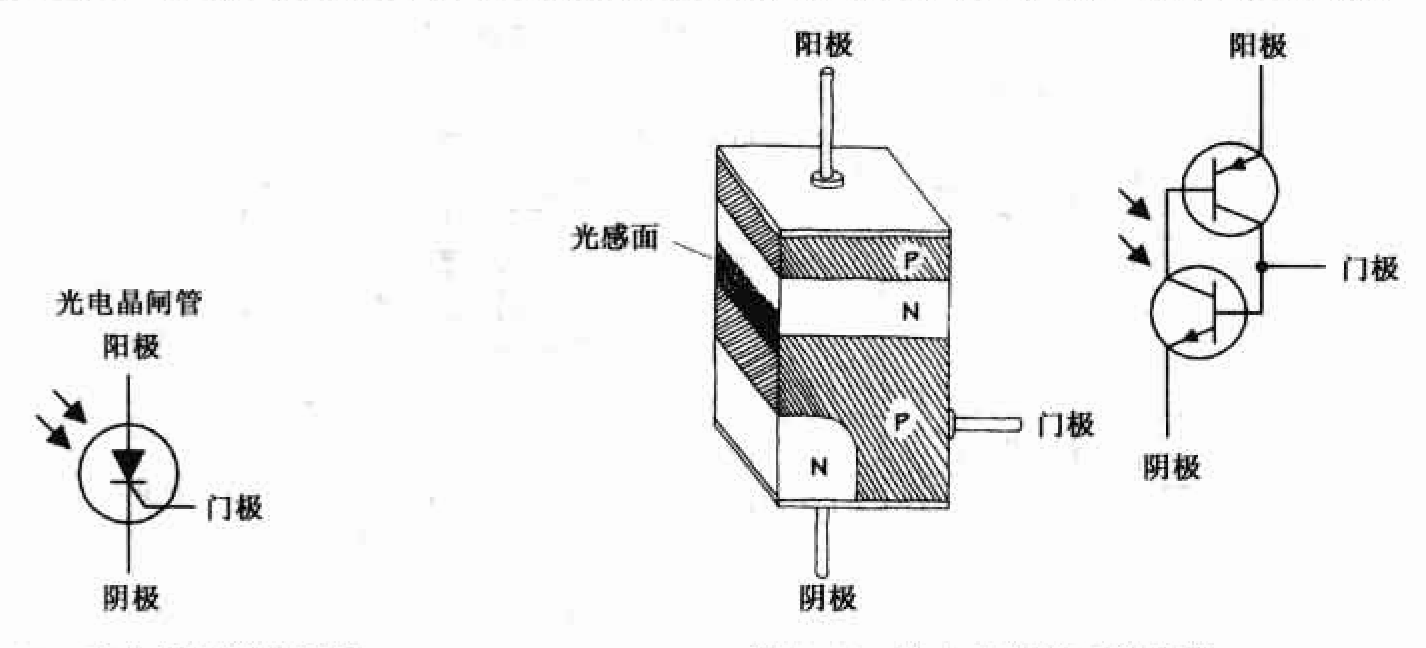


图 5.27　光电晶闸管的符号

图 5.28　光电晶闸管工作原理

5.8.2　光电晶闸管的应用

在图 5.29 的电路中，在没有光照射时，光电晶闸管关断，负载中无电流通过。有光照射时，光电晶闸管导通，使电流通过负载。电路中的电阻器 R 用来设定光电晶闸管的触发电平。

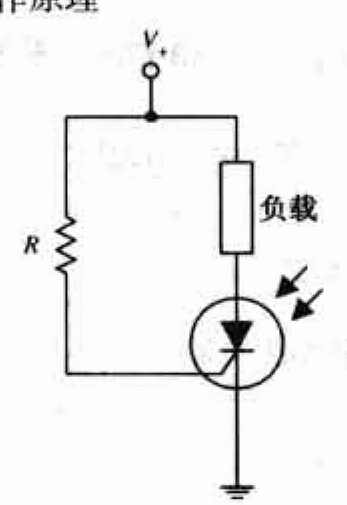


图 5.29　光电晶闸管的基本应用

5.9　光电耦合器

光电耦合器是用光将两个电路连接起来的器件。例如，典型的光电耦合器可能由一个发光二极管和一个光电晶体管共同封装在一个不透光的外壳中组成。光电耦合器中的发光二极管部分与电源相连，而光电晶体管部分与检测电路连接。无论何时当 LED 因通过电流而发光时，都能被光电二极管检测到。另外还有许多类似的源 - 传感器的组合电路，如发光二极管和光电二极管，发光二极管和光激励晶闸管，以及灯泡与光电晶体管的组合等。

在应用方面，光电耦合器常用于电气上绝缘的电路之间，即可以用一个电路来控制另一电路，而不会出现干扰电压和干扰电流。如果两个电路有电气上的连接，可能会出现干扰电压和干扰电流。光电耦合器件的典型封装方式为：把源器件和传感器件面对面放在一个不透光的外壳中。这种耦合器就像一个“闭合对”[参见图 5.30(a)]。除了在电气上的绝缘应用之外，闭合对常用于电平转换电路和固态继电器。开槽耦合器/中断器是在源和传感器之间开有一槽孔，槽孔中可插入阻挡片来切断光线[参见图 5.30(b)]。这种器件可用做物体探测器、限位开关和振荡探测仪等。还有一种采用反射对结构的光耦合器。在这种结构中，光源发射光，传感器检测被物体反射的光。反射对结构可做物体探测器、反射监视器、转速计和动作探测器[参见图 5.30(c)]。

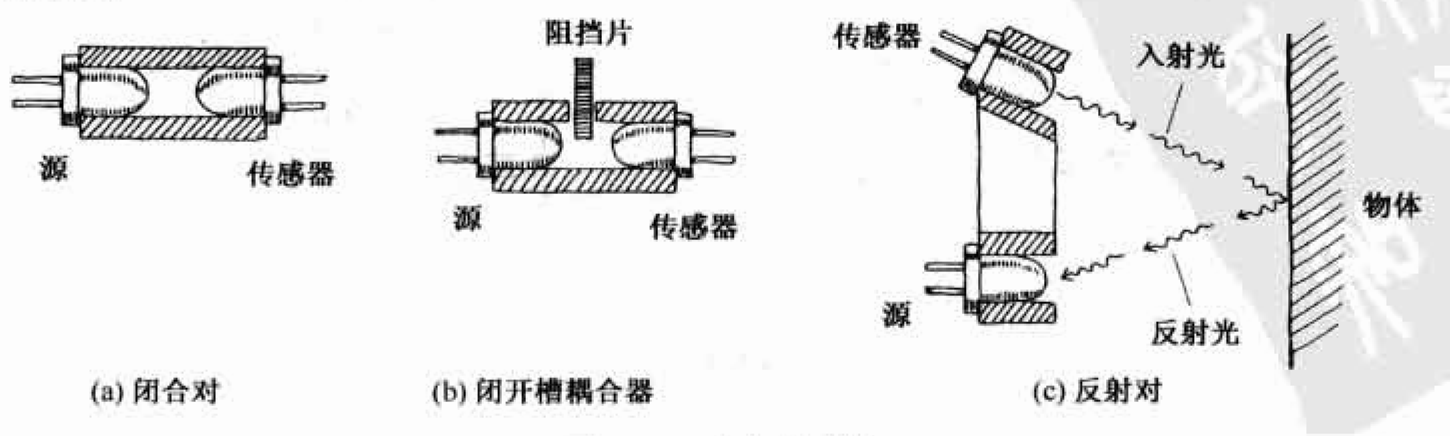


图 5.30　光电耦合管

5.9.1 集成光耦合器

光电耦合对常采用集成封装形式,图 5.31 给出两种光电耦合器集成芯片。

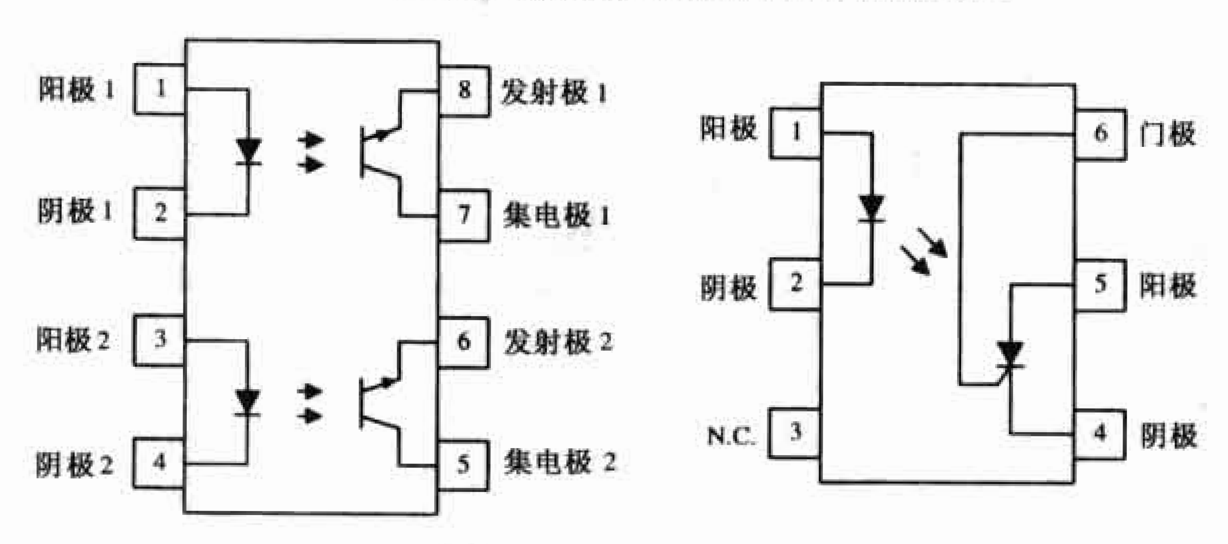


图 5.31 集成光耦合器

5.9.2 光电耦合器的应用

基本隔离/电平变换

图 5.32(a)中发光二极管和光电晶体管用来保证源电路和传感器电路之间电气绝缘,且在输出端提供可变换的直流电平。左边电路输出同相信号,右边电路输出反相信号。

光耦合放大器

在光电应用中,光电耦合器中的光电晶体管不具备足够大的控制能力来开关大电流,可增加一只功率开关晶体管[如图 5.32(b)所示]来解决这一问题。

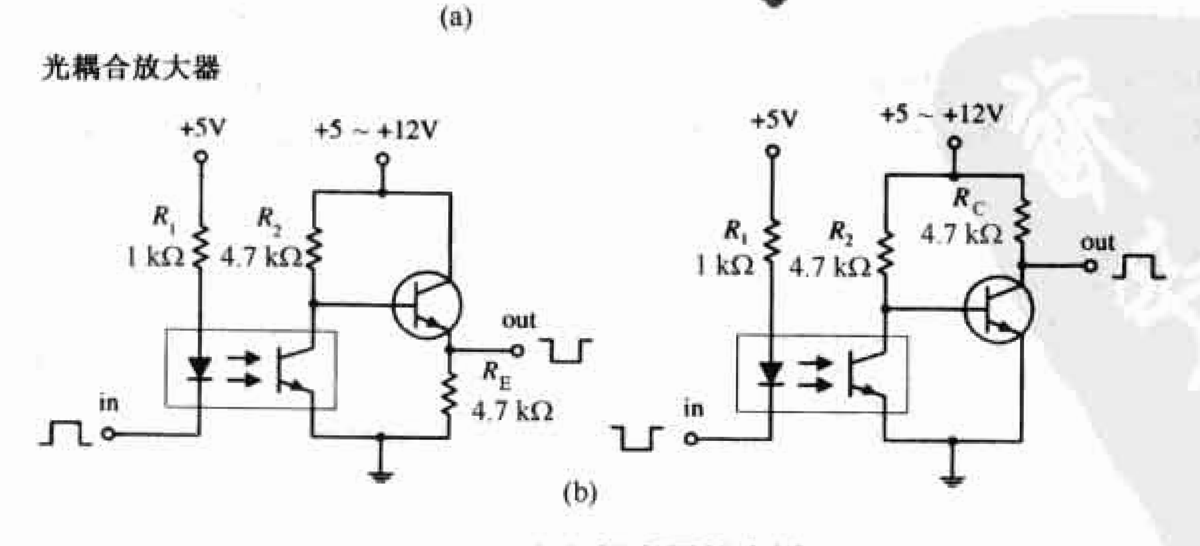


图 5.32 光电耦合器的应用

第6章 集成电路

集成电路(IC)就是将大量的电阻、电容和晶体管等器件集成在一个指甲盖大小的单晶硅片上,实现特定功能的芯片。不同功能的集成电路,集成的器件数量差别很大,可以少到几个,多到成千上万个。集成电路的技术关键在于在生产的过程中,将所有N型和P型硅结构的器件镶嵌在单晶硅片上。通过单晶片表面镀铝,将晶体管、电阻、电容和二极管连在一起。图6.1给出集成电路内部断面的结构,并说明单晶片的元器件是如何制成和如何连接的。

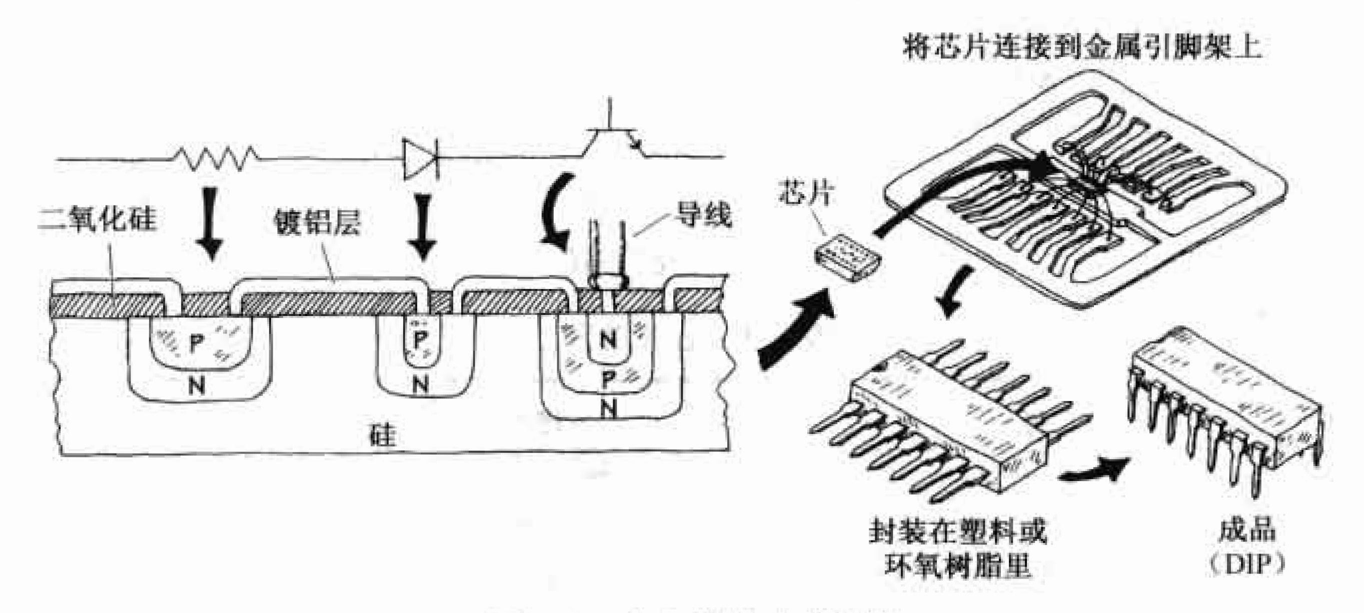


图6.1 集电路的内部结构

集成电路可分成三种类型:模拟、数字或者模数混合。模拟(或线性)集成电路用于产生、放大和响应于各种电压信号;数字(或逻辑)集成电路则用于处理和产生只有高电平和低电平两种状态的数字电压信号;而模拟数字混合集成电路兼有模拟和数字两种集成电路的功能。模拟集成电路主要有:电压调节器、运算放大器、比较器、定时器和振荡器。数字电路主要有:逻辑门(如与门、或门、非门等)、触发器、存储器、处理器、计数器、移位寄存器、多路传输器、编码器和解码器等。模拟/数字集成电路可能有很多不同的形式。例如,一块模拟定时器集成电路,可能包含有数字计数器。同时,它被设计成能够读取数字信息,该信息用于产生线性输出,以驱动扬声器、步进电机或者LED显示等。

6.1 集成电路的封装

目前,常见的集成电路封装形式多为塑料或陶瓷所组成的双列直插式(DIP),每个金属引脚的引脚编号都对应于不同的功能。通常,引脚1在型号标志的左边(参见图6.2),制造厂家的商标、前缀、型号和产生日期等直接印在封装的正面。除此之外,还可以看到其他的数字和标号,它代表了该集成电路的适用温度范围、封装类型等。为便于理解,这里列出部分集成电路加以说明。

例如,“xx44c55p-1”,“xx”表示制造商的前缀,“44”表示芯片的系列编码,“c”是芯片制造工艺(如:c为CMOS,f为快速,hc为高速CMOS,hct为高速CMOS与TTL兼容,ls为低功耗肖特基等),“pp”表示封装编码(个别是生产厂家),“1”表示器件的速度。

表6.1列出部分公司的前缀。需要说明的是:前缀并不能正确确定生产厂家,不同公司可能使用相同的前缀,如使用前缀“P”的公司有ASD, Harris, Hewlett-Packard, Intel, Mitsubishi, Motorola, NEC, Phillips, SGS, Temic等。此时,可借助商标确定生产厂家。

另一个需要了解的是后缀。通常,后缀说明芯片的封装类型(如陶瓷双列直插、塑料双列直插等),有时也说明芯片的适用温度范围等。但后缀并没有一个统一的命名标准,不同公司的后缀,代表意义各不相同。

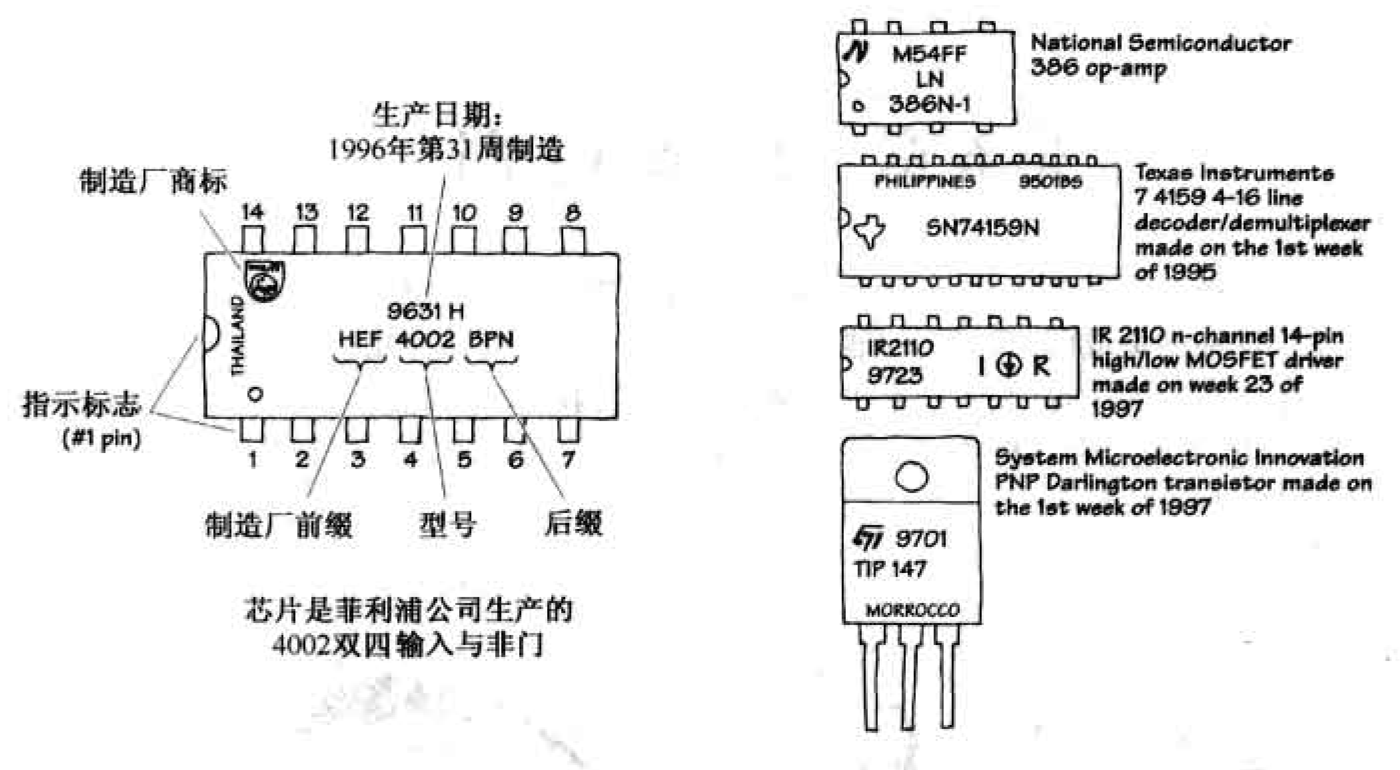


图 6.2 典型集成电路的封装

表 6.1 公司前缀

制造厂商	前缀
Allegro	A, μPA, UCX
Analog Devices	AD
Advanced Micro Devices	Am, A, AO
Panasonic	An
General Instrument	AY, GIC, GP, GI, FE, GF, W, GI
Sony	Bx, Cx, GI
Intel	B, C, I, M, IR, A, AP AT
RCA (now Harris)	CA, CD, CDP
TRW	CA, TDC, MPY, CMP, DAC, MAT, OP
Precision Monolithics	PM, REF, SSS
National Semiconductor	DM, LF, LFT, LH, LM, NH, NA, NDx
Sanyo	DSK
Fairchild (now National Semiconductor)	F μA, μL, Unx
Ferranti	FSS, ZLD, Zn
GE	GEL
Harris	HA
Hitachi	HA, HD, HG, HI, HZ
Motorola	HEP, M, MC, MCC, MCM, MFC, MM, MWM, HEF, HEED, T, CH, J
Intersil	ICH, ICL, ICM, IM
IR	IR, IRB, IRxx
Sharp	IR
ITT	ITT, MIC
Philips	HEF, HCF, M, AD, AJ, J, B, BB, BA, ON, OT
Samsung	KA, IR, K Kxx
Siliconix	L, LD
Linear Technology	LT
Mitsubishi	M
Fugitsu	MB, FTU
MOS Technology	MCS
Microsystems International	MIL
Mostek	MK
Plessey	MN, SL, SP
Signetics	N, NE, S, SE, SP
Next	Nx
NTE	NTE
Precision Monolithics	PM
Quality Semiconductor	QS
Raytheon	R, RAY, RC, RM
Silicon General	SG
Shanghai Belling Micro	SGS
Siemens	B, BB, BF
Texas Instruments	SN, TL, TMS, TEX
Toshiba	T, TC, HZ, M, TA, TH, JT
Sprague	ULN, ULS
NEC	μP, μTD, NRA, NRB, NRx
Westinghouse	WC, WM
Exar	XR
Yamaha	YAC, YM, YMF, YSS
Hewlett-Packard	5082-nnnn, AT

可以登录 www.hitex.com/chipdir/index.htm 网址，了解最新的各公司的前缀、商标等，如果不能正常登录，可以使用 Chip Directory 作为关键词查找，了解公司的商标、前缀、后缀、芯片型号、名称、种类和制造厂等。

6.2 几个基本集成电路

TL783 三端稳压器

该器件是可调电压调节器，主要用于高压输出场合(参见图6.3)。输出电压范围：1.25 ~ 125 V，最大输出电流 700 mA。两个外置电阻可调节输出电压的大小。电压调节器将在第10章有更详细的说明。

741CD 运算放大器

741 是常用的、高线性度的放大器(参见图6.4)。通过反馈电阻，将输出信号连接到其反相输入端，可以实现很多功能。例如：可做成反相和同相放大器、振荡器、积分器、微分器、加法器和减法器等。在无反馈电阻时，可作为比较器使用。有许多公司生产741运算放大器。有关运算放大器的内容，详见第7章。

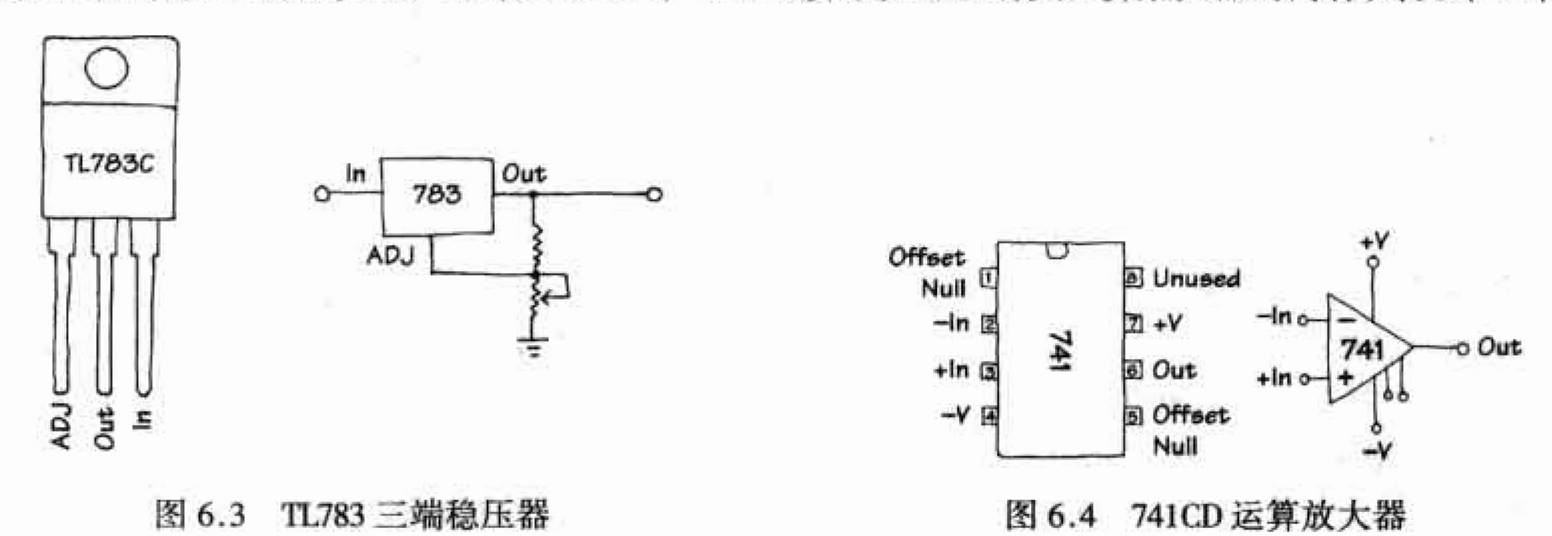


图6.3 TL783 三端稳压器

图6.4 741CD 运算放大器

555 定时器

555 是多功能集成电路，外接电阻、电容，就可构成一个灵巧的电子开关电路，开关速度可设定。它用于定时电路、振荡电路、逻辑时钟发生器以及音频信号发生器等。555 计时器(参见图6.5)将在第8章详细说明。

LM7411 三输入与门

LM7411 内部有三个独立的三输入与门(参见图6.6)。三个门共用一个电源。与非门、或门、存储器、微处理器、微控制器和其他特逻辑集成电路将在第12章讨论。

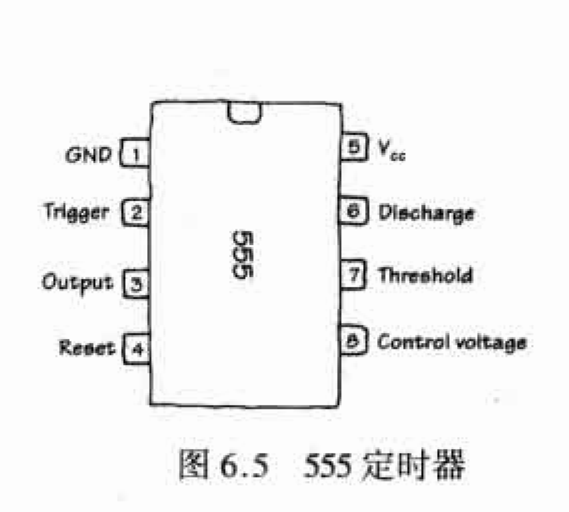


图6.5 555 定时器

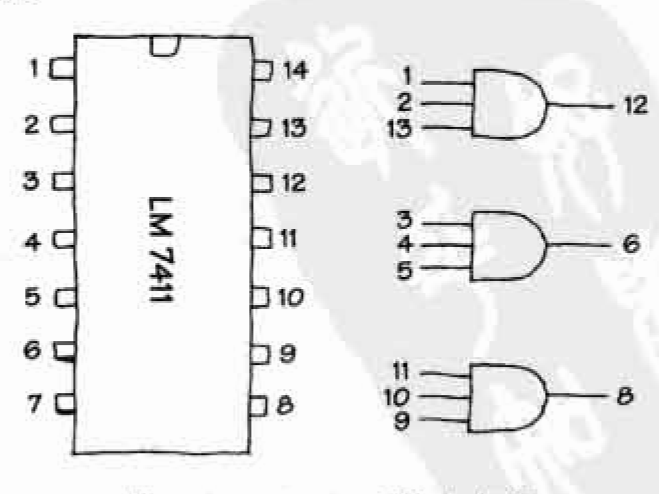


图6.6 LM7411 三输入与门

MM5480 LED 显示驱动电路

MM5480是共阴LED数码管的专用驱动芯片(参见图6.7)。将亮度控制引脚通过一个电位器连接到电源端,可控制LED的亮度。该芯片其他特点包括连续亮度控制、串行数据输入、无负载信号要求、TTL兼容、3位半LED显示和宽的直流供电范围等。MM5480可应用在工业控制显示、数字时钟、温度计、计算器、电压表等。有关LED显示和显示驱动将在第12章讨论。

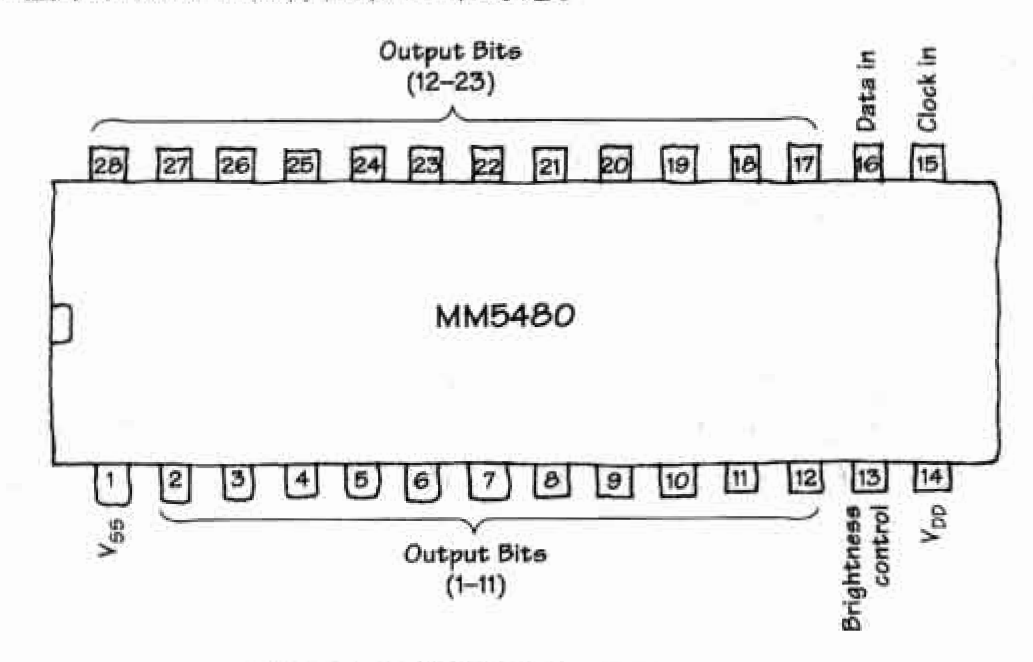


图6.7　MM5480 LED显示驱动电路

LM628 精确运动控制器

LM628是精确运动控制处理器(参见图6.8),它使用正交增量位置反馈信号。反馈信号来自从直流电机、无刷伺服电机和其他伺服机械等。该芯片可驱动8位或12位的DAC输出,从而构成一个包括直流电机、执行器、增量编码器、DAC和功率放大器的伺服系统。该集成电路的特点是:32位的位置、速度和加速度存储器,位置和速度工作模式、实时可编程中断、8位并行异步接口和正交增量编码器。

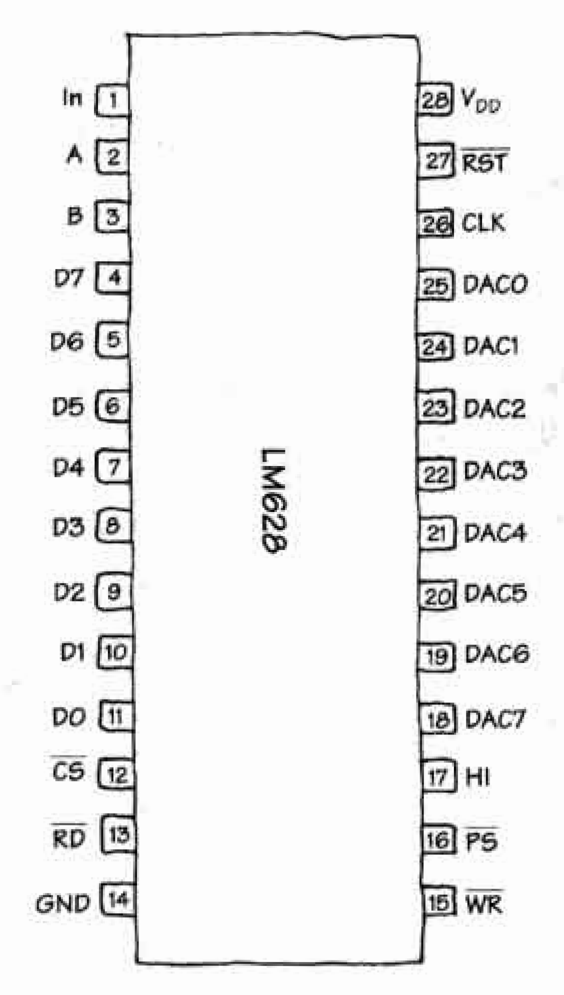


图6.8　LM628精确运动控制器

第7章　运算放大器

运算放大器,简称运放(参见图7.1),是常用的高精度微小信号放大器件,它有许多令人称奇的使用方法。典型的运放具有一个同相输入端,一个反相输入端,两个直流电源引脚(正极和负极),一个输出端和附加的调零引脚。在电路图中,电源的正负极和附加的调零引脚经常被省略。如果图中电源引脚未画出,通常默认它为双极性供电。

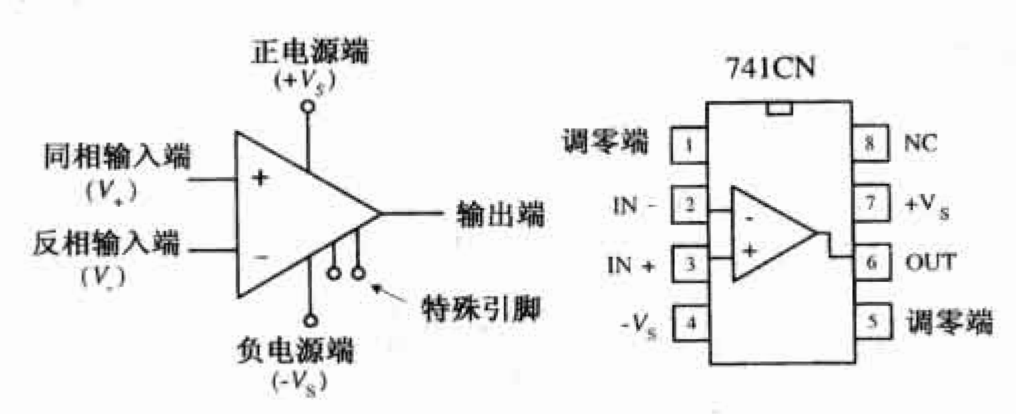


图7.1　典型的运算放大器

就运算放大器本身而言,它的工作原理是很简单的。如果反相端 V_- 的电压比同相端 V_+ 的电压高,输出端的电压将趋于负电源电压 $-V_S$。反之,如果 $V_+ > V_-$,输出电压将趋于正电源电压 $+V_S$(参见图7.2),也就是说,只要两个输入端电压有微小的不同,运放便会有最大输出电压。

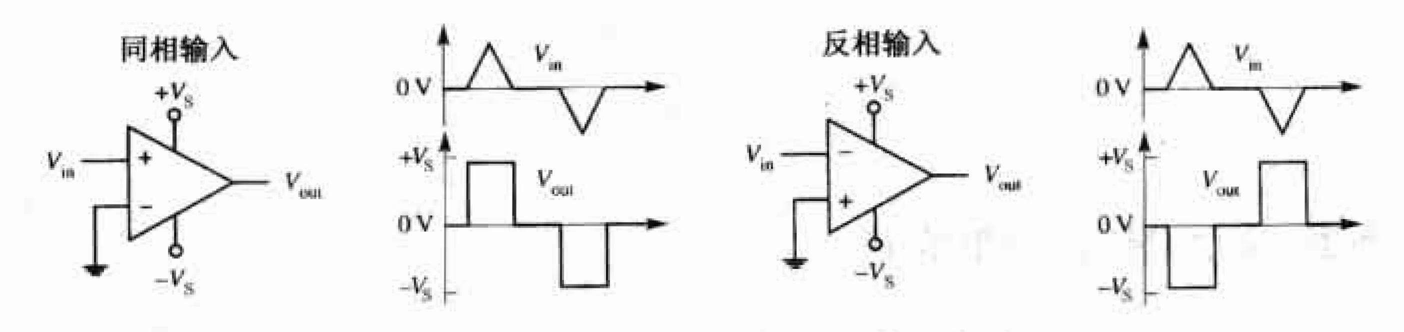


图7.2　运算放大器表示符号及输出波形

初看起来,运放并不能给人留下很深的印象——当输入端电压稍为有所不同,输出端就会从一个输出最大值转换到另一个最大值。就此而言,它的应用范围确实很窄。但引入负反馈后,运放成为非常有用的器件。

当把输出端的信号反馈到反相输入端(这就是负反馈),运放的放大倍数就可以得到控制——防止运放输出饱和。例如,将一个反馈电阻 R_F 连接在输出端和反相输入端之间,如图7.3所示,输出端输出的信号电压取决于反馈电阻的大小:$V_{out} = -V_{in}(R_F/R_{in})$(具体推导过程中将在7.4节介绍)。输出的负极性信号是反馈信号连接到放大器的反相输入端——反相的结果。由这个公式可见,调整反馈电阻的 R_F 的大小,就可以调整输出信号的幅值大小,即调整放大倍数。

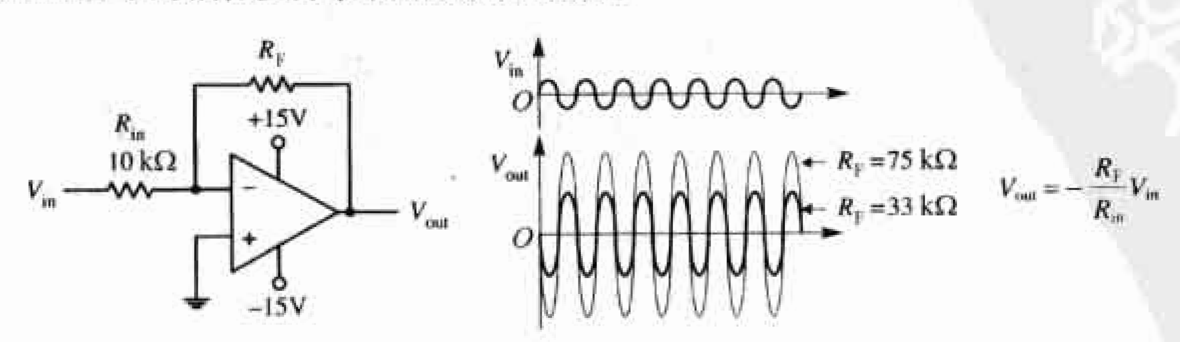


图7.3　带有反馈电阻的运算放大器

在负反馈回路中增加其他元件,放大器还可以实现其他大量有趣的功能。这些有趣的电路包括电压调节电路、电流-电压变换器、电压-电流变换器、振荡电路、运算电路(如加法器、减法器、乘法器、除法器、积分器等)、波形发生器、滤波器、整流器、峰值检波器和采样保持电路等。

除负反馈外,还有正反馈,即输出端信号通过网络连接到放大器的同相输入端。正反馈与负反馈相反,它使运放趋于饱和。相对于负反馈电路,正反馈应用较少,常见的有比较器、振荡电路等。正反馈也将在本章中详细介绍。

7.1 运算放大器的水系统模拟

将运算放大器比做水系统(参见图7.4),这是我能想到的最贴切的例子。为了让这个例子更加生动合理,可以假设水压为电压,水流为电流。

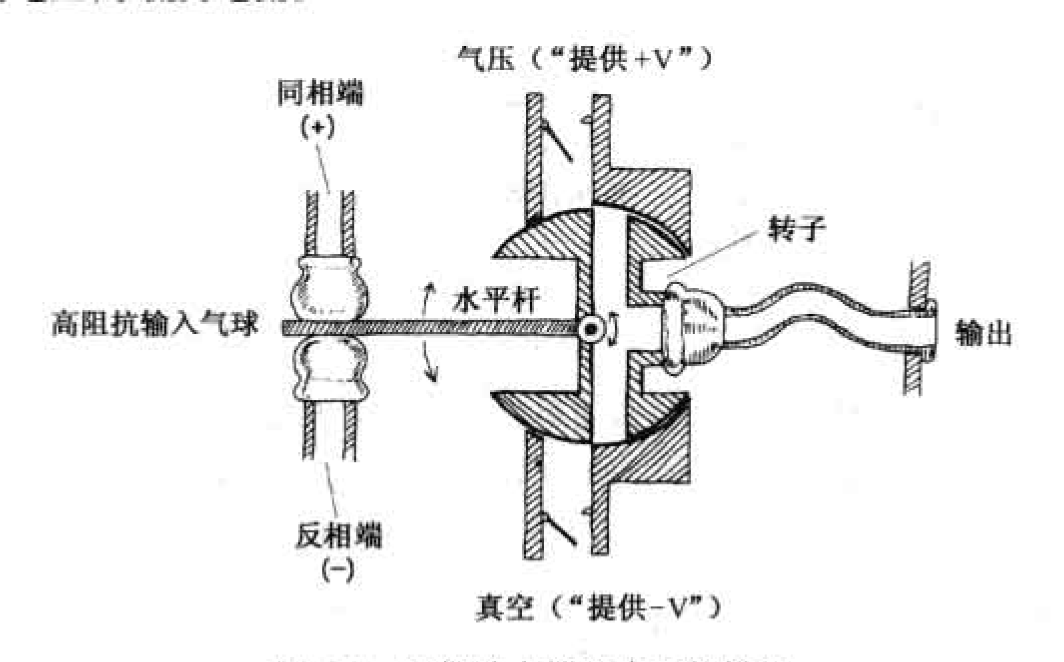


图7.4 运算放大器的水系统模拟

7.2 运算放大器的工作原理

运算放大器是由若干个三极管、若干个电阻和一些电容组成的集成电路。图7.5所示的是一块廉价通用的双极性运算放大器的原理图。

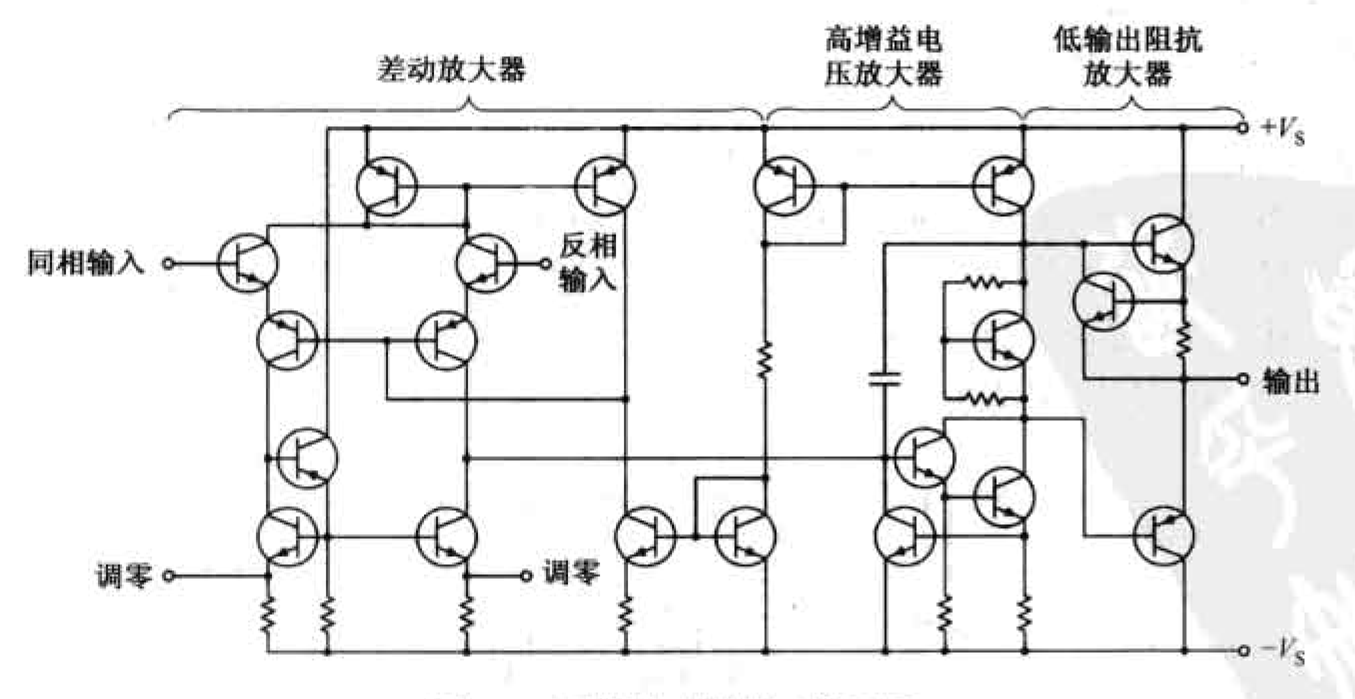


图7.5 运算放大器的工作原理

运算放大器由三个最基本的部分构成：高输入阻抗差动放大器、带有电平变换（允许输出正负极性转换）的高增益电压放大器和低输出阻抗放大器。运算放大器的实际结构要复杂得多，但这不影响对输入输出特性的理解。也就是说，我们没必要去了解运算放大器电路内部工作过程，只要记住一些与输入、输出有关的规律即可。这看起来好像是在回避难点，但却很有效。

7.3　运算放大器的相关理论

为了掌握运算放大电路的特点，理解下面公式是很必要的。这是一个基本的公式，它给出了输出电压与输入电压 V_+（同相端），V_-（反相端）和运算放大器的开环放大倍数（A_o）的函数关系。

$$V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$$

该表达式说明一个理想的运算放大器可看做为一个理想的电压源，输出的电压等于 $A_o(V_+ - V_-)$（参见图 7.6）。实际的运算放大器电路要做一些修正，这里要考虑非理想运算放大器的因素，如输入电阻 R_{in} 和输出电阻 R_{out}。图 7.6 的右边给出实际的运算放大器等效电路。

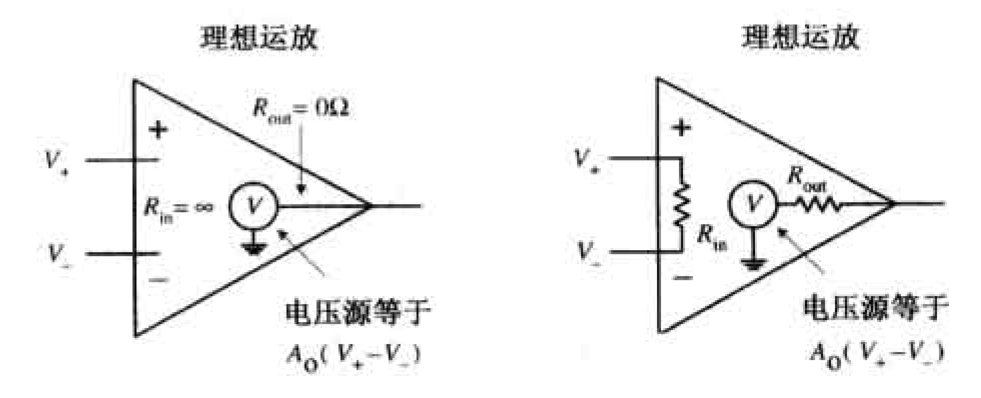


图 7.6　运算放大器的等效电路

为了理解开环电压放大倍数表达式和理想、实际运放的等效电路，A_o，R_{in} 和 R_{out} 的定义规则是：

规则 1：对于理想运算放大器，开环电压放大倍数无穷大（$A_o = \infty$），而实际运算放大器，放大倍数是有限的，典型值为 $10^4 \sim 10^6$。

规则 2：对于理想运算放大器，输入阻抗无穷大（$R_{in} = \infty$），而实际运算放大器，输入阻抗是有限的，典型值在 10^6 Ω（如典型双极性运算放大器）到 10^{12} Ω（如典型 JFET 运算放大器）之间。理想运算放大器的输出电阻为零（$R_{out} = 0$），实际运算放大器 R_{out} 的典型值在 10 ~ 1000 Ω 之间。

规则 3：理想运算放大器输入端电流为零。实际运算放大器也一样，输入电流一般（但不都是）可忽略。其典型值在皮安（如典型 JFET 运算放大器）到纳安（如双极性运算放大器）之间。

在理解 $V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$ 和上述三条规则的基础上，我们就可以将它们应用到一些简单的例子中。

例 1　求图 7.7 电路的电压放大倍数（V_{out}/V_{in}）。

因为 V_- 接地（0 V），V_+ 等于 V_{in}，将它们代入开环电压放大倍数表达式：

$$\begin{aligned} V_{out} &= A_o(V_+ - V_-) \\ &= A_o(V_{in} - 0\,\text{V}) = A_oV_{in} \end{aligned}$$

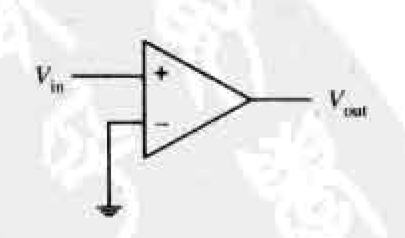


图 7.7　例 1 所示电路

整理等式，可得放大倍数表达式：

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_o$$

如果将运算放大器看做理想运算放大器，A_o 将是无穷大。作为实际运算放大器，A_o 的值是有限的（在 $10^4 \sim 10^6$ 之间）。这是一个以地为参考点的同相比较器。当 $V_{in} > 0$ V，理想运算放大器的输出电压为 $+\infty$ V；

如果 $V_- < 0$ 输出电压为 $-\infty$ V。而实际运算放大器的输出电压受电源限制(电源是默认的,图上未标出来)。实际的输出电压略低于正电源或略高于负电源电压。正、负最大的输出电压成为正、负饱和电压。

例 2 求图 7.8 电路的放大倍数(V_{out}/V_{in})

因为 V_+ 接地(0 V),V_- 等于 V_{in},代入开环电压放大倍数表达式:

$$V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$$
$$= A_o(0\text{V} - V_{in}) = -A_oV_{in}$$

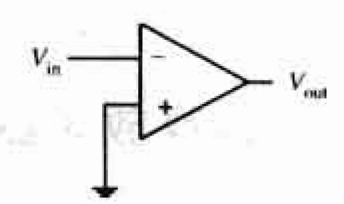


图 7.8 例 2 所示电路

整理等式,得到放大倍数表达式:

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -A_o$$

如果将运算放大器看做理想运算放大器,$-A_o$ 的值是无穷大的。而作为实际运算放大器,$-A_o$ 的值是有限的(在 $-10^4 \sim -10^6$ 之间)。这是一个以地为参考点的反相比较器。当 $V_{in} > 0$ V 时,理想运算放大器的输出电压为 $-\infty$V;当 $V_{in} < 0$ V 时,输出电压将达到 $+\infty$V。而实际运算放大器输出的动态范围在饱和电压以内。

7.4 负反馈

负反馈是指放大器输出端的信号通过反馈网络连接到其反相输入端。反馈网络可以是一根导线,将输出端直接连接到反相端,也可以是电阻、电容或其他复杂电路。如何计算放大倍数呢?是的,我们知道,它取决于你的反馈电路。然而,实际上它并没有什么新鲜的东西。事实上来说,它只是需要我们会用那个基本公式,并把它与负反馈电路结合起来(可能还需应用几条基本规则)。这个公式和理想放大器的输出信号和输入信号之间的关系 $V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$比较相似。但是在负反馈电路中,V_- 取自放大器的输出信号,即:$V_- = fV_{out}$,f 代表反馈系数。

有两种基本的负反馈:电压反馈和电流反馈,如图 7.9 所示。

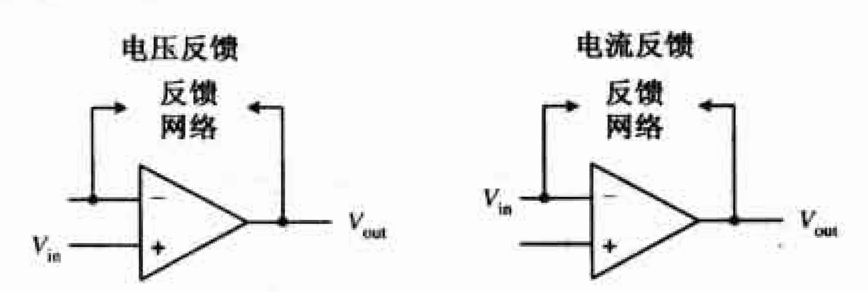


图 7.9 两种基本的负反馈电路

$$V_{out} = A_o(V_+ - fV_{out})$$

实际上,计算反馈系数 f 并不重要,也就是说,不必精确地计算出其结果。之所以先介绍开环电压输入与输出电压的关系表达式,是为了便于对负反馈工作原理有一个基本的理解。对一个理想运算放大器,开环时,输出与输入电压的关系为:$V_{out}/A_o = (V_+ - V_-)$,其中,由于理想运算放大器的 A_o 是无穷大的,即上式左边为零。因此,可以得到:$V_+ - V_- = 0$。该结论在简化负反馈运算放大器电路的计算中是十分重要的。

规则 4:当运算放大器的同相和反相输入的电压存在差异时,反馈电路将起作用,使两端的电压差为零($V_+ - V_- = 0$)。该规则只适用于负反馈。

以下的例子说明如何应用规则 4(及其他规则)来解决负反馈运算放大器的问题。

负反馈实例

缓冲器(跟随器)

求图 7.10 电路的放大倍数(V_{out}/V_{in})。

根据规则 4,也就是说,从输出端反馈到反相端的电压,总是使 $V_+ - V_- = 0$,本例中,输出端和反相端直接连接,即 $V_{in} = V_+$,$V_- = V_{out}$,即 $V - V_{out} = 0$,可得到放大倍数为:增益 $= V_{out}/V_{in} = 1$。放大倍数为 1,即没有放大作用,运算放大器的输出等于它的输入。似乎反馈回路没有起什么作用。其实反馈回路使得运算放大器的输入电阻增大,输出电阻却减小,可作为缓冲器使用。实际应用中,可在反馈回路中增加一个电阻(限流),减少因输入偏置电流产生的误差(漏电流)。反馈电阻的阻值应等于信号源电阻,在本章中将讨论输入偏置电流。

$R_1 = R_{source}$

减小电流偏置产生的误差

图 7.10　电压跟随器

反相放大器

求图 7.11 电路的放大倍数(V_{out}/V_{in})。

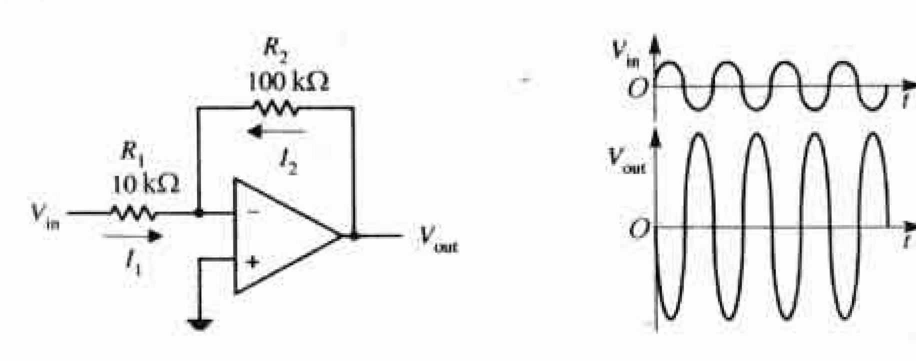


图 7.11　反相放大电路

前面介绍了负反馈,其作用总是使运算放大器的同相端(V_+)和反相端(V_-)之间的差值为零。由于 V_+ 接地(0 V),意味着 V_- 也将为 0 V(规则 4)。根据欧姆定律,可以得到以下表达式:

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_-}{R_1} = \frac{V_{in} - 0\,\text{V}}{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_{out} - V_-}{R_2} = \frac{V_{out} - 0\,\text{V}}{R_2} = \frac{V_{out}}{R_2}$$

因为理想运算放大器的输入阻抗是无穷大的,可以认为没有电流流入其反相输入端(规则 3)。因此,应用基尔霍夫电流定律,得到:$I_2 = I_1$。电路的增益(放大倍数)为:

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

负号说明输出信号和输入信号反相(相位差 180°)。注意,如果 $R_2 = R_1$,放大倍数是 -1(负号意味着反相)。在这种情况下可得到单位反相增益或反相缓冲器。但在实际应用中,存在比较大的输入偏置电流(如双极性运算放大器)时,应该在同相输入端与地之间接一个电阻值等于 $R_1 \parallel R_2$ 的电阻,以减少电压偏移。

同相放大器

求图 7.12 电路的放大倍数(V_{out}/V_{in})。

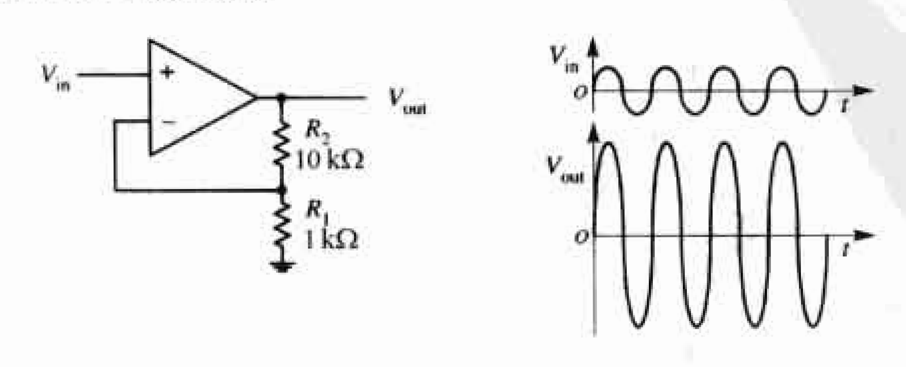


图 7.12　同相放大电路

很明显,$V_+ = V_{in}$。应用规则 4,可得 $V_- = V_+$,也就是 $V_- = V_{in}$;

$$V_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} = V_{in}$$

可算出放大倍数为：

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

与反相放大器不同，该电路的输出和输入同相。实际应用中，为了减少由于输入电流引起的电压偏移误差，应使 $V_{source} = R_1 \parallel R_2$。

加法放大器

求图 7.13 电路 V_{out}。

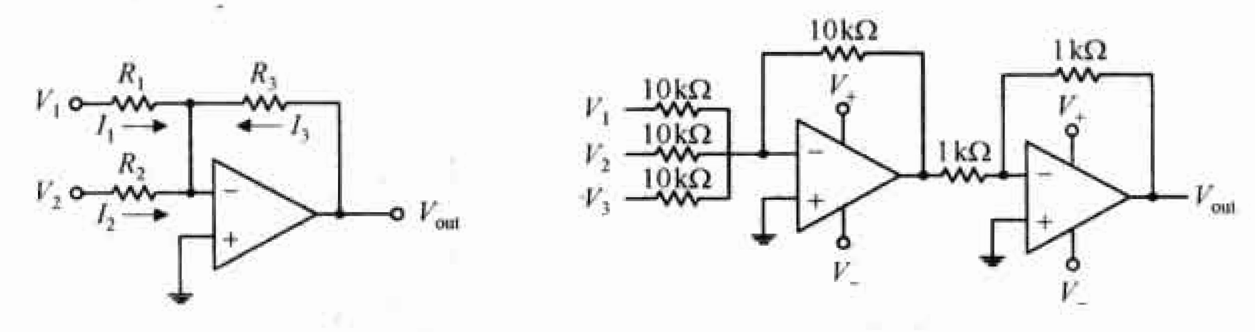


图 7.13 加法电路

运算放大器的同相端 V_+ 接地(0 V)，根据规则 4，得 $V_+ = V_- = 0\ V$。根据欧姆定律，可得：

$$I_1 = \frac{V_1 - V_-}{R_1} = \frac{V_1 - 0\text{V}}{R_1} = \frac{V_1}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_-}{R_2} = \frac{V_2 - 0\text{V}}{R_2} = \frac{V_2}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{V_{out} - V_-}{R_3} = \frac{V_{out} - 0\text{V}}{R_3} = \frac{V_{out}}{R_3}$$

理想运算放大器的输入电阻无穷大(规则 3)，可以认为没有电流流入到运算放大器的输入端，根据基尔霍夫节点电流定律，可得 $I_1 + I_2 + I_3 = 0$：

将上面结论代入表达式，可得到答案：

$$V_{out} = -\frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2 = -\left(\frac{R_3}{R_1} V_1 + \frac{R_3}{R_2} V_2\right)$$

当时，$R_1 = R_2 = R_3$，$V_{out} = -(V_1 + V_2)$。注意：和为负值，要得到正值，可加上一个反相器，如图 7.14 所示。同理，三个输入相加输出为：$V_{out} = V_1 + V_2 + V_3$。在某些实际应用中，需要在同相端和地之间接一个电阻，以避免由于输入偏置电流产生的偏移误差。该电阻大小应等于所有输入电阻的并联值。

减法放大器

求图 7.14 电路的 V_{out}。

首先，根据分压关系，得到同相端的电压(假设输入电流为零)：

$$V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2$$

其次，在反相输入端应用基尔霍夫节点电流定律，得到：

$$\frac{V_1 - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_{out}}{R_2}$$

使用规则 4($V_+ = V_-$)，将 V_+ 代入上式，可得到：

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

当 $R_2 = R_1$ 时，$V_{out} = V_2 - V_1$。

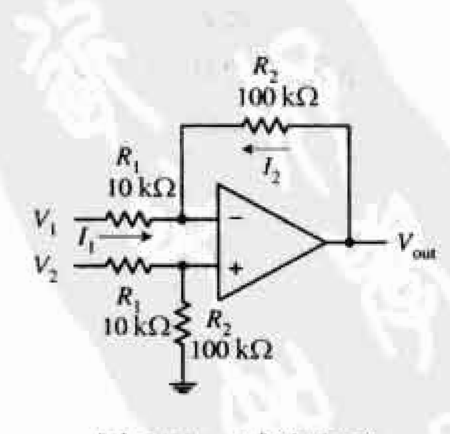


图 7.14 减法电路

积分器

求图 7.15 电路的 V_{out}。

电路中有反馈，且 $V_+ = 0$ V，可认为 V_- 也是 0 V(规则 4)。已知 V_-，可求出 I_R，I_C，继而可以列出一个表达式，得 V_{out}和 V_{in}的关系。因为没有电流流入运算放大器的输入端(规则 3)，流过电容的电流 I_C 和流过电阻的电流 I_R 满足关系：$I_R + I_C = 0$。应用欧姆定律，得：

$$I_R = \frac{V_{in} - V_-}{R} = \frac{V_{in} - 0\text{V}}{R} = \frac{V_{in}}{R}$$

I_C 可表示为：

$$I_C = C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}(V_{out} - V_-)}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}(V_{out} - 0\text{V})}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}V_{out}}{\mathrm{d}t}$$

把 I_C 和 I_R 代入 $I_R + I_C = 0$，整理得

$$\mathrm{d}V_{out} = -\frac{1}{RC}V_{in}\,\mathrm{d}t$$

$$V_{out} = -\frac{1}{RC}V_{in}t$$

此电路称为积分器，输出端是输入信号的积分。该电路存在一个问题：由于实际运算放大器存在电压漂移和偏置电流等非理想因素，即使输入两端接地，也会有电压输出。对此，可以采用一个大电阻并接在电容两端，为直流负反馈提供稳定的偏置电压。同样，也可以在同相输入端和地之间接一个补偿电阻，来减少因输入偏置电流引起的电压偏移误差。该电阻的阻值等于输入电阻和反馈电阻的并联值。

微分器

求图 7.16 所示电路的 V_{out}。

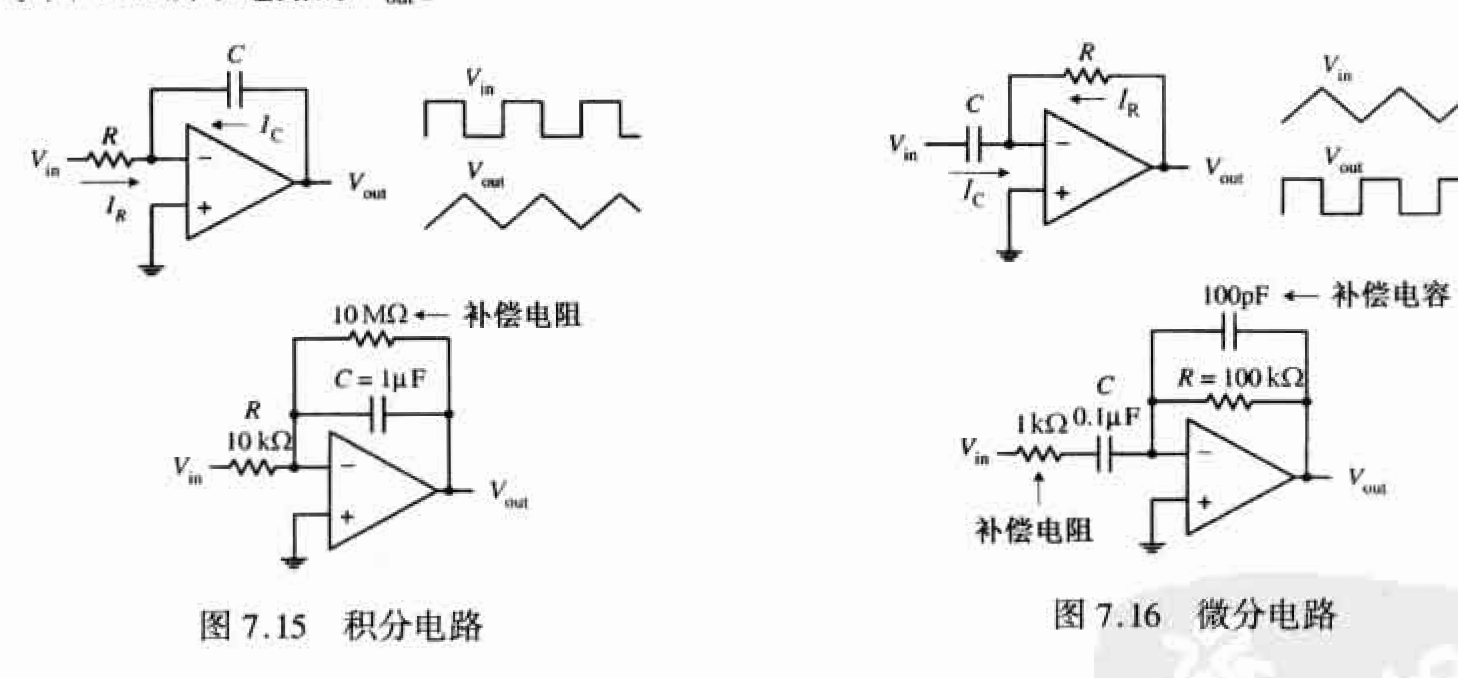


图 7.15 积分电路　　　　图 7.16 微分电路

因为 V_+ 接地(0 V)，根据规则 4，得到：$V_- = V_+ = 0$ V。得到了 V_-，即可求出 I_R 和 I_C，继而得到 V_{out} 与 V_{in}关系式。由于没有电流流入运算放大器的输入端(规则 3)，通过电容的电流 I_C 与流过电阻的电流 I_R，满足 $I_R + I_C = 0$。由电容的特性及欧姆定律，可以得到：

$$I_C = C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}(V_{in} - V_-)}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}(V_{in} - 0\text{V})}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}V_{in}}{\mathrm{d}t}$$

$$I_R = \frac{V_{out} - V_-}{R} = \frac{V_{out} - 0\text{V}}{R} = \frac{V_{out}}{R}$$

整理可得：

$$V_{out} = -RC\frac{\mathrm{d}V_{in}}{\mathrm{d}t}$$

这样的电路称为微分电路,其输出信号是对输入信号的微分。这个微分电路并不是实际的电路形式。这是因为运算放大器对交流有很大的放大倍数。电路噪声信号较大。而且微分网络是一个 RC 低通滤波器,相位滞后 90°,可能会引起电路稳定性的问题。在其下面的微分电路中,由于增加了反馈电容和输入电阻,稳定性和噪声两个问题得到了较好的解决。新增加的元件提供了高频通路,可减少高频噪声,这些元件也会产生 90°相移,可抵消 90°滞后相位。然而由于增加了元件,最高工作频率受到限制——在非常高的频率下,微分器会变成积分器。还需要在同相输入端与地之间增加一个补偿电阻,以避免由于输入偏置电流产生的偏移误差,它的阻值应等于反馈电阻的阻值。

7.5 正反馈

正反馈与负反馈相反,其输出电压反馈连接到运算放大器的同相端。按照运算放大器工作原理,我们再看一下所熟悉的等式:$V_{out} = A_o(V_+ - V_-)$,将式中的 V_+ 变为 fV_{out}(f 是电压反馈的部分,即反馈系数),上式可变为:$V_{out} = A_o(fV_{out} - V_-)$,该等式给出了很重要的信息:反馈到同相输入端的电压,使运算放大器输出更大(趋于饱和)。也就是说,fV_{out}项是起"加"的作用。而回顾一下前面介绍的内容,我们知道负反馈的作用是相反的,$fV_{out} = (= V_-)$项起"减"的作用,阻止了输出电压饱和。在电子学中,常认为正反馈是不利的,而负反馈是有利的。在大多数应用中,期望放大倍数得到控制(负反馈),而不期望输出饱和(正反馈)。

尽管如此,正反馈还是很有用的。当运算放大器用做比较器时,正反馈可使输出的摆幅更为明显。另外,通过调节反馈电阻,比较器可以做成迟滞电路。实际上,迟滞电路可得到两个门限电压,两个门限电压之差称为回滞电压。通过获得两个门限(而不是仅有一个),比较电路变得更有抗干扰能力,即能够避免噪声产生不必要的输出。为了比较好地理解迟滞现象,结合正反馈电路分析图 7.17 的比较器。

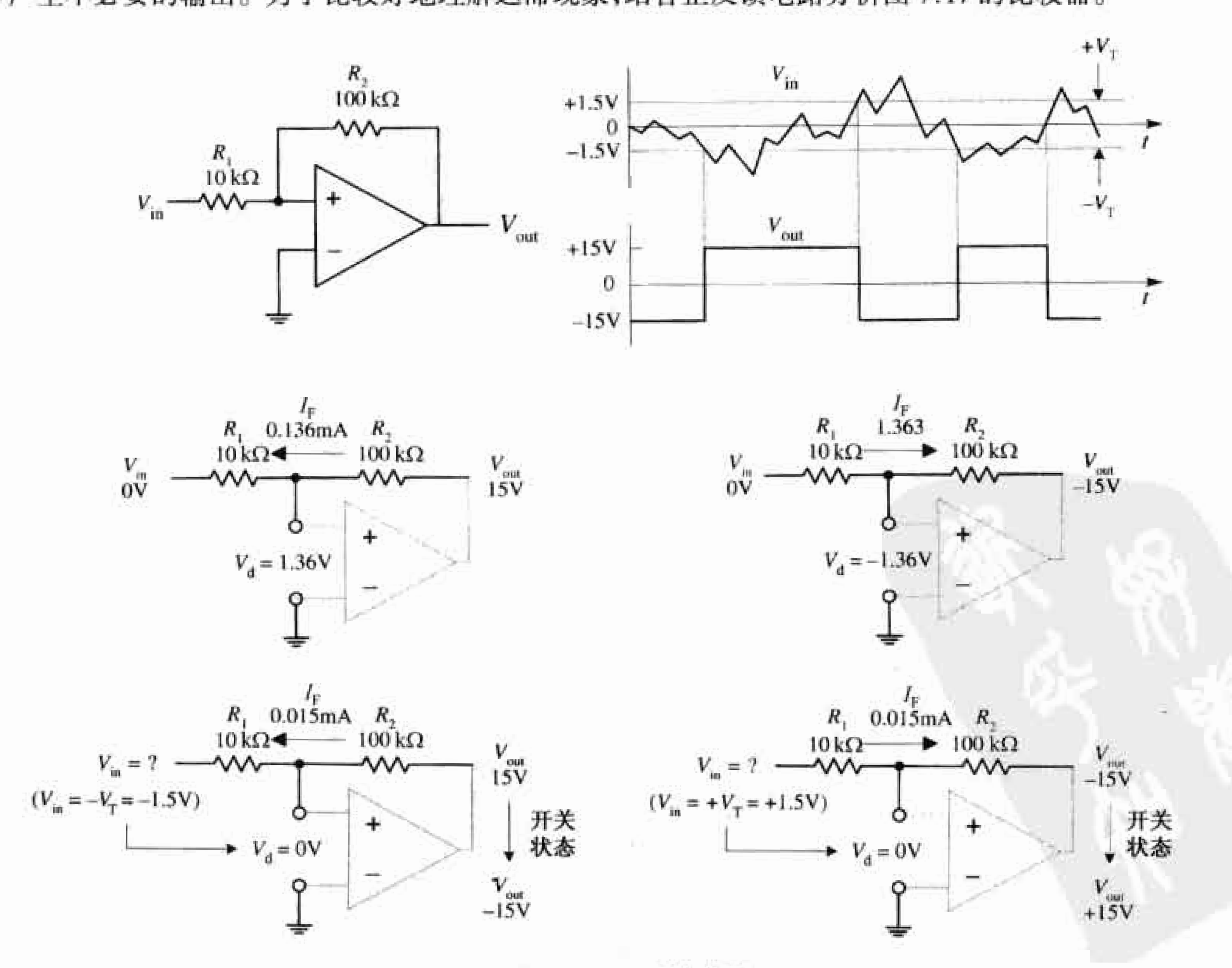


图 7.17　正反馈电路

假设运算放大器的同相饱和输出为：+15 V。当 $V_{in}=0$ V 时，同相和反相输入端（V_d）电压差为 1.36 V，根据欧姆定律

$$I_F=(V_{out}-V_{in})/(R_1+R_2)$$
$$V_d=I_FR_1$$

这对输出没什么影响，输出仍保持 +15 V。随后，我们减少 V_{in}，当 V_d 变为 0 V 时，输出改变状态，此时的 V_{in} 电压叫做负门限电压（$-V_T$）。该电压可由前面两等式决定，即 $-V_{out}/(R_2/R_1)$。在本例中，$-V_T=-1.5$ V。当输出为负饱和（−15 V），输入为 0 V 时，$V_d=-1.36$ V，输出保持 −15 V。随后，增大输入电压，在 V_d 变为零时，输出状态改变，此时的 V_{in} 电压称为正回滞电压（$+V_T$）；等于 $+V_{out}/(R_2/R_1)$。在本例中，$+V_T=+1.5$ V。两个饱和电压的回滞电压差为 $V_h=+V_T-(-V_T)$，在本例中，$V_h=3$ V。

7.6　运算放大器的实际类型

通用型运算放大器

目前，市面上有大量通用的和精密的运算放大器可供选择（如图 7.18 和图 7.19 所示）。精密运算放大器稳定性高，偏移电压低，偏置电流小。可以查阅专业手册选择需要的运算放大器。总体来说，运算放大器（根据输入电流）分为：双极型，JFET，MOSTET 或其他混合型（如 BiFET）。一般的双极型运算放大器，像 741（工业标准），它的输入偏置电流比 JTFET 或 MOSFET 型号的输入偏置电流大。也就是说，它的输入端有较大的“漏电流”，输入偏置电流在反馈网络电阻、偏置电路电阻或信号源电阻上会产生电压降，导致输出电压偏移。一个电路电压偏移量的允许极限由实际应用决定。正如在前面提到的，在同相输入端和地之间接一个电阻（如双极型反相运算放大器电路），能够减少偏移误差（下面会介绍更多这方面的内容）。

精密型运算放大器

一个避免由输入偏置电流引起问题的简单方法是使用 FET 运算放大器。典型的 JFET 运算放大器输入偏置电流很小，在皮安（pA）量级，而双极型运算放大器通常在纳安（nA）量级。一些 MOSFET 运算放大器的输入偏置电路更低，经常不到十分之一皮安（pA）。但 FET 运算放大器也有一些不足之处。例如，JFET 运算放大器经常产生倒相，当输入 JFET 的共模电压非常接近负电源电压时，反相端和同相端可能反转方向。此时，负反馈变为正反馈，导致运算放大器无法正常工作。要避免这问题，只要使用双极型运算放大器或减低共模信号。还有其他几种衡量运算放大器的指标，如补偿电压（双极型小，JFET 中等，MOSFET 较高），漂移补偿（双极型小，FET 中等），偏置匹配（双极型大，FET 小），偏置/温度变化（双极型大，FET 中）等。

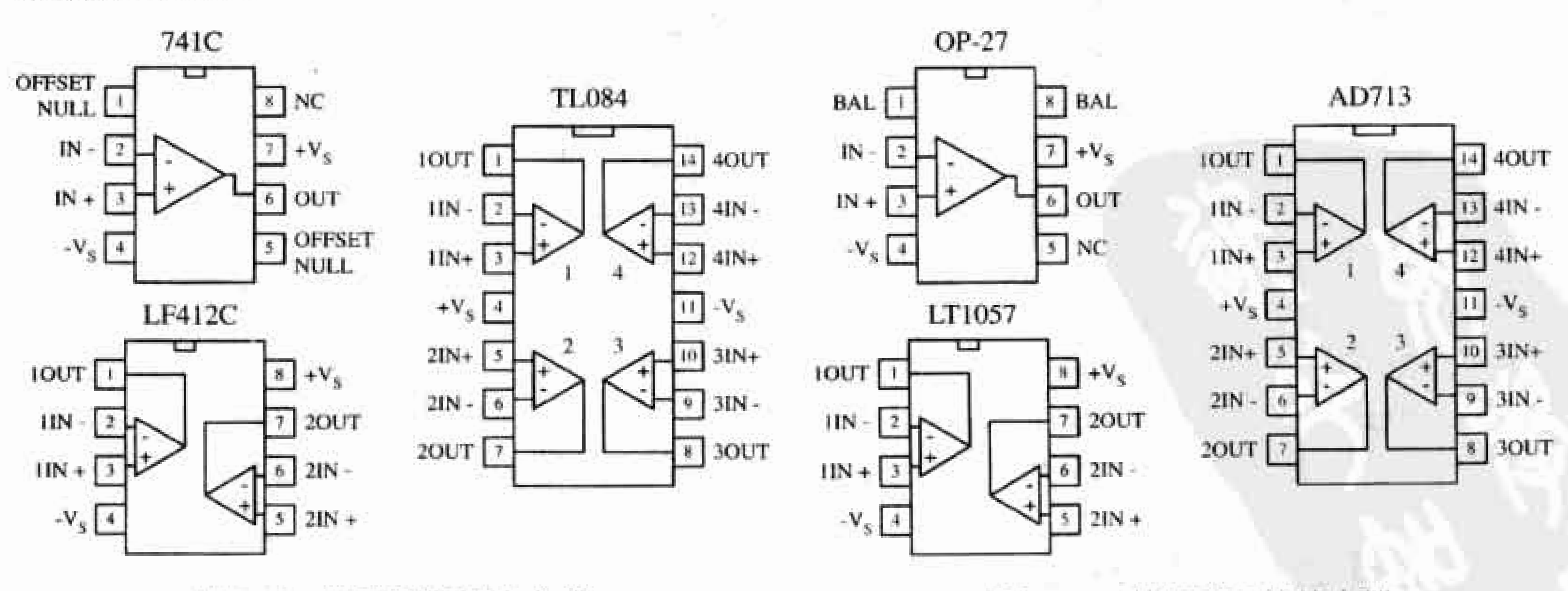


图 7.18　通用型运算放大器　　图 7.19　精密型运算放大器

面对各种运算放大器技术参数，其实我们只需关注其产品目录中给出的指标特性，如速度/转换率、噪声、输入失调电压及其漂移、输入偏置电流及其漂移、共模电压范围、增益、带宽、输入阻抗、输出阻抗、最大

电源电压、额定电流、功率耗散和温度范围。在购买运算放大器时还要看运算放大器是内部还是外部频率补偿。外部补偿的运算放大器需要外部补偿元件,阻止在高频时放大倍数降得太快,而导致倒相和振荡。内部补偿运算放大器用内部电路解决这个问题。这里所提到的随后将有更详细的说明。

可编程运算放大器

可编程运算放大器是一款多功能器件(如图7.20所示),它主要应用在低压场合(如电池供电电路)。这些器件可通过外部电流来编程,以获得需要的特性。这些可编程的特性包括静态功耗,输入补偿和偏置电流,转换速度,增益带宽分量和输入噪声特性等,特性指标正比于编程电流。编程电流从器件的编程引脚(如LM4250的第8脚)流出,通过一个电阻接地。电流范围很宽,一般从几微安到几毫安。根据不同的编程电流,可编程运算放大器可以变为完全不同用途的运算放大器,因此在实际应用中,在系统内可以使用一种器件实现多种功能。典型的可编程运算放大器可以在很低的电压下工作(如LM4250工作电压为1 V)。需要详细了解有关器件的使用,可查看厂家的资料。

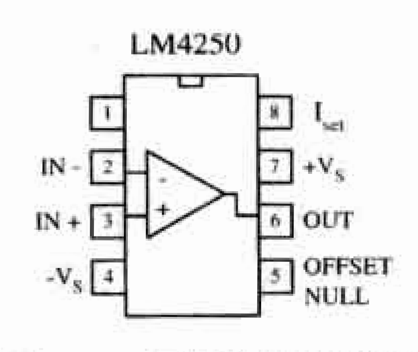


图7.20 可编程运算放大器

单电源运算放大器

这类运算放大器都由单正极电源(如+12 V)供电。允许输入信号电压降到负端(一般接地)电压。图7.21是一个单电源供电的直流放大器。注意:单电源供电放大器不可能输出负极性信号,因此不能用于处理诸如交流耦合的音频信号。单电源运算放大器常用于由电池供电的装置。

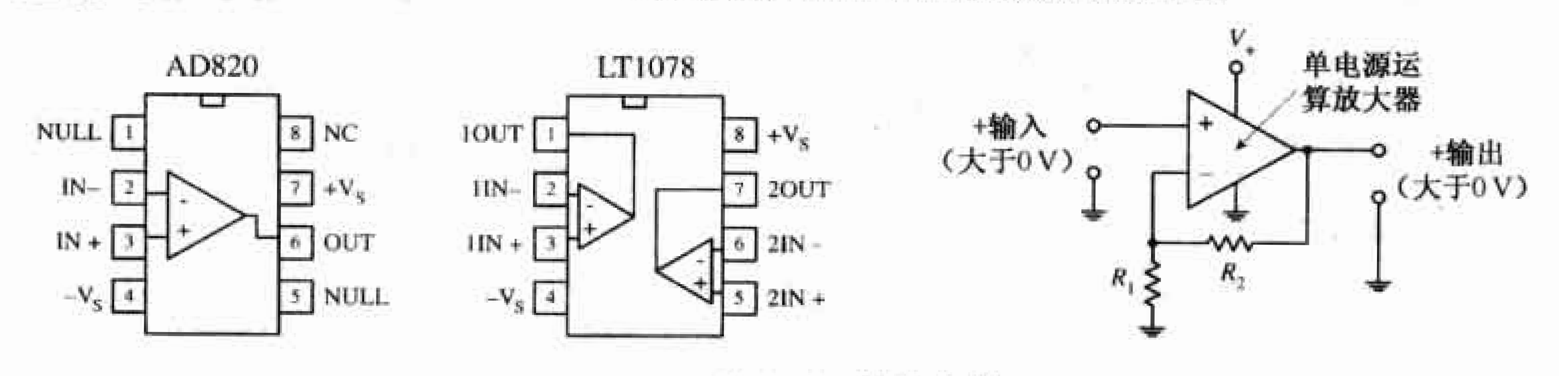


图7.21 单电源运算放大器

音频放大器

音频放大器设计用于放大20~20 000 Hz之间的音频信号。其噪声和失真度都很低,主要用于高灵敏度的前置放大、音频系统、AM-FM收音机、伺服放大器、通信和汽车电路。

市面上,有许多音频放大器可供选择,和通用运算放大器不同的是,音频放大器有许多特点,例如,常用的低电压音频放大的LM386(如图7.22所示),内部设置放大倍数为20倍,但如果在它的增益脚(1脚和8脚)接上外接电阻和电容,放大倍数可增加到200倍。它还可驱动低阻负载,如8 Ω扬声器。可单电源工作,工作电压为+4 V~+12 V,是电池供电的理想器件。LM383也用做功率放大,是个大电流(3.5 A)器件,可驱动4 Ω负载(如一个4 Ω扬声器或两个并联的8 Ω扬声器),带有热保护电路和散热片。该器件的详细内容将在第11章中介绍。

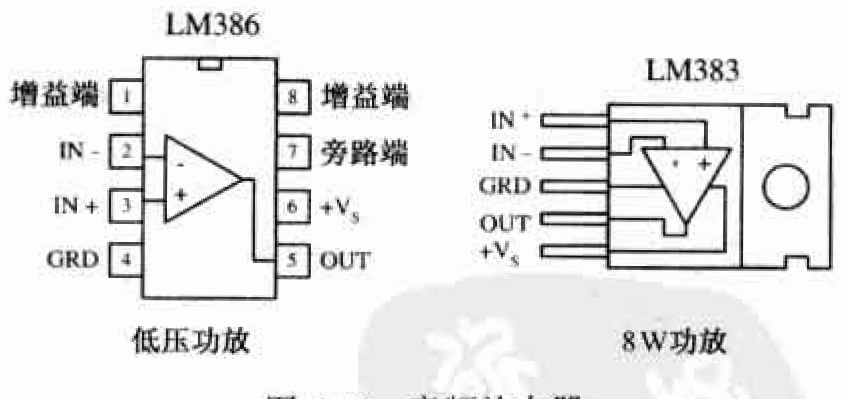


图7.22 音频放大器

7.7 运算放大器的特性

共模抑制比(CMRR):输入到差分放大器的信号,一般包含两种信号:共模信号和差模信号。共模信号的电压是两个输入端电压的平均电压,而差模信号的电压则是两个输入端电压的差值。理想放大器应

该只对差模信号有放大作用，但实际上，共模信号在某种程度上也被放大。共模抑制比（CMRR）是差分信号电压放大倍数与共模电压放大倍数的比值，它表明对加在两个输入端信号的共模抑制能力，CMRR 的值越大，放大器的工作性能越好。

最大差模输入电压：指放大器同相和反相放大端所能够承受的最大电压值。两端电压如果超过这个范围值，容易导致运算放大器性能显著恶化。

差分输入阻抗：表示同相端和反相端的阻抗大小。

输入补偿电压：从理论上看，当输入为零时，运算放大器的输出电压应为零。而实际上，内部电路的微小差异，都会产生一个输出电压。输入补偿电压的作用就是使输入为零电压时，放大器的输出电压为零。

输入偏置电流：从理论上说，运算放大器的输入阻抗是无穷大的，因此其输入电流为零。但实际上，输入端总有电流注入，一般在 pA ~ nA 量级，两个输入端的平均电流称为输入偏置电流。该电流通过反馈网络（偏置网络或信号源阻抗）产生电压降，产生错误的输出电压。输入偏置电流与运算放大器输入电路有关，对于 FET 运算放大器，由于该电流足够小，不至于产生严重的补偿电压；而对于双极型运算放大器而言，该电流就会导致严重的问题，此时，就需要一个补偿电阻。有关这方面的内容，我们稍后再讨论。

电压放大倍数（A_V）：运算放大器的放大倍数一般为 10^4 ~ 10^6 倍（或 80 ~ 120 dB，n dB = $20\lg A_V^n$）。放大倍数降为 1 时的频率称为单位增益频率 f_T，它一般在 1 ~ 10 MHz 之间。运算放大器的内部电路限制了它的高频特性。

输出电压摆幅：这是以零位参考点的峰值输出电压摆幅，它是在无限幅条件下所获得的。

转换速率：这表示输出电压相对时间的变化量。输出电压对时间变化量的极限是由内部或外部频率补偿电容决定的。在高频下，运算放大器的转换速率的大小显得很重要。通用运算放大器的转换速率（如 LM741，0.5 V/μs）比高速运算放大器（如 HA2539，600 V/μs）要小很多。

供电电流：表示当不接负载，输出电压为零时，电源所提供的电流。

表 7.1　列出几个运算放大器的具体参数

型号	电源电压 最大值 (V)	电源电压 最小值 (V)	电流 (mV)	偏移电压 典型值 (mV)	偏移电压 最大值 (mV)	电流 偏置最大值 (nA)	电流 偏移最大值 (nA)	转换率典型值 (V/μs)	f_T 典型值 (MHz)	共模抑制比最小值 (dB)	增益最小值 (mA)	输出电流最大值 (mA)
双极型 741C	10	36	2.8	2	6	500	200	0.5	1.2	70	86	20
MOSFET CA3420A	2	22	1	2	5	0.005	0.004	0.5	0.5	60	86	2
JFET LF411	10	36	3.4	0.8	2	0.2	0.1	15	4	70	88	30
双极型精密型	1	45	0.4	0.3	2	20	0.7	0.12	0.1	93	102	20

7.8　功率运算放大器

大部分运算放大器要求双极性电源供电。在第 10 章，将介绍使用带抽头的变压器提供 ± 15 V 电压。如果给运算放大器供电的是电池，可以使用图 7.23 所示的电路形式。

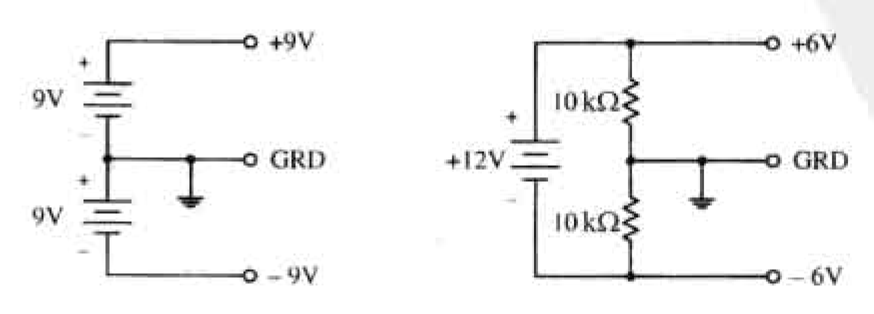


图 7.23　双电源供电电路

在实际应用中,常常不期望使用双电源供电,特别是在电池供电的场合。这时可运用单电源运算放大器。然而,正如前面刚提过,这些器件的输入信号趋向负极性时,输出会被削波,因而不适合用于交流耦合。当使用单电源供电时,为了避免削波,可以使用一个通用的运算放大器并使用电压分配网络给输入端提供直流电平。因而,在输出端有一个直流偏移电平。输入,输出端的偏移电平都是以地为参考电平的(电池的负极)。当一个输入端的信号为负半周时,加到运算放大器输入端的电压将降至低于偏移电压,但不会降到地(假设偏置电压足够大,输入信号不太大,否则,会有削波发生)。结果输出将随偏移电平的变化而变化。为了实现输入和输出的耦合,有必要加入输入和输出电容。图 7.24 所示的是两个采用通用运算放大器单电源供电的交流耦合放大器(音频放大)。

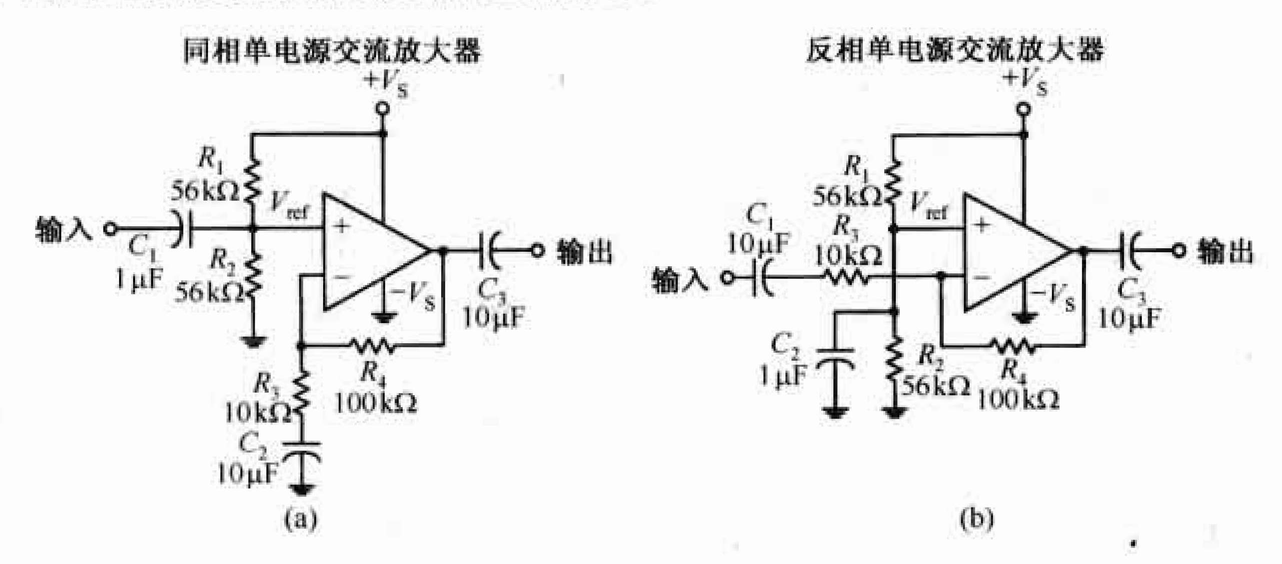


图 7.24 单电源交流放大器

在同相输入电路中,通过 R_1 和 R_2 设置直流偏移电平为电源电压的一半,其目的是为了获得最大的对称摆幅。C_1(和 R_2)和 C_2(和 R_{load})作为交流耦合(滤波)电容,阻断了不必要直流成分和低频信号。C_1 应为 $1/(2\pi f_{3\ dB} R_1)$,C_3 应为 $1/(2\pi f_{3\ dB} R_{load})$。这里的 $f_{3\ dB}$是截止频率(参见第 8 章和第 11 章)。

使用单电源通用运算放大器,要确保运算放大器工作在最大的电压范围之内,也要考虑最大的输出电压幅度限制和最大共模电压输入范围。

7.9 实践中的注意事项

注意事项:不要把电源极性接反,否则会损坏运算放大器。有一种办法可以避免这种情况的发生。用一个二极管串接在运算放大器负极电源端和电源的负电压端之间,如图 7.25(a)所示。

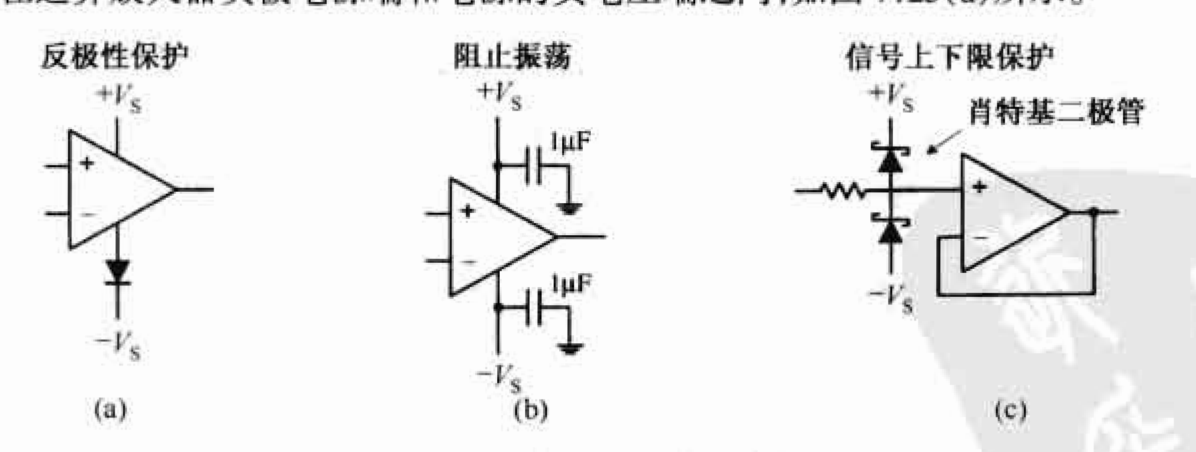


图 7.25 运算放大电路的保护

使接到运算放大器电源端的引线既短又直,这有利于消除输出端不必要的振荡与噪声。电源电压的变化也可能产生干扰。为了减小此影响,可在电源端和地之间放置旁路电容,如图 7.25(b)所示。该电容可用 0.1 μF 瓷介电容或 1.0 μF 钽电容。

当输入信号比各自运算放大器电源电压更高或更低时,双极型和 JFET 运算放大器可能产生严重的后果。如果输入端信号超过 $+V_s+0.7$ V 或低于 $-V_s-0.7$ V,电路的电流流向将发生错误,电源短路并损坏

器件。为了避免这种潜在的损坏危险,重点是防止运算放大器的输入端不超过供电电压。这个特征可得出这样一种推论:如果在运算放大器通电之前将一个输入信号加到运算放大器,在运算放大器通电瞬间,运算放大器可能马上损坏。一个有效的解决办法,也就是用二极管(最好用快速低压降肖特基二极管)限制输入电压,如图 7.25(c)所示。图中用了一个限流电阻保护二极管使之电流不超过极限。这种保护电路也存在问题,二极管的漏电流可能增加误差。

7.10 电压和电流的偏移补偿

从理论上来说,当两个输入端为零时,运算放大器的输出电压也应为零。然而在实际中,内部电路的微小不平衡就会产生输出电压(典型值在μV 到 mV 数量级)。输入偏移电压是指为了使输出为零而加在一个输入端的电压,这在前面已讨论过。为了使输入偏移电压为零,厂家经常外加两个偏移调整端,滑动端接到电源负极,如图 7.26 所示。调校输出时,先将两输入脚短路,并接一个输入电压。如果输出饱和,输入偏移需重新调整,调节电位器滑动端,使输出为零。

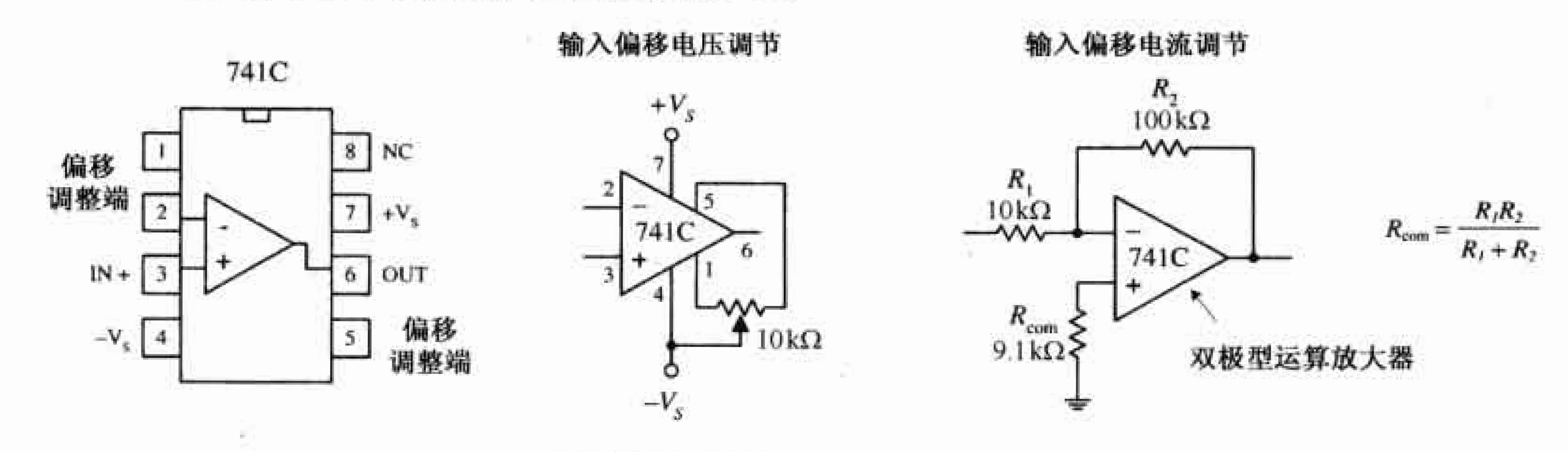


图 7.26 运算放大器电路的补偿

在图 7.26 反相放大电路中,同相端和地之间接入了一个电阻。它的作用是补偿由于输入偏置电流在 R_1 和 R_2 上的电压降所产生输出电压误差。以前讨论过,双极型运算放大器的输入偏置电流比 FET 运算放大器来得大。FET 运算放大器,输入偏置误差一般很小(在 pA 量级),引起的输出电压误差可忽略,没有必要用到补偿电阻。然而,对于双极型运算放大器,情况就不同了(输入偏置电流在 nA 量级),补偿电阻常常是必需的。在反相放大器中,如果未接补偿电阻,偏置电流产生输入压降为 $V_{in} = I_{bias}(R_1 \parallel R_2)$,这个值将被放大 $-R_2/R_1$ 倍后输出。为了修正这个偏差,在同相输入端和地之间接入一电阻为 $R_1 \parallel R_2$ 的补偿电阻。这个电阻让运算放大器“感到”有同样的输入驱动电阻。

7.11 频率补偿

对一个典型运算放大器,开环放大倍数在 $10^4 \sim 10^6$(80 ~ 120 dB)之间。然而,在某个高频信号频率(称为转折频率 f_B)放大倍数会下降 3 dB,即下降到 70.7% 的开环放大倍数(最大放大倍数)。随着频率增加,放大倍数将进一步下降。当其接近 1(或 0 dB)时,这时的频率称为单位增益频率 f_T。运算放大器的单位增益频率一般为 1 MHz,厂家会给出具体参数[如图 7.27(a)所示]。由于运算放大器内部电路本身具有低通滤波的作用,当频率上升时,放大倍数会下降。如果引入负反馈,可增加频带宽度,相应曲线平坦部分更宽,如图 7.27(a)所示的曲线图。由于内部电路中近似滤波部分的相位漂移作用,在 f_T 点,运算放大器的开环放大倍数以 10 倍频程下降 60 dB 的规律下降,而且运算放大器工作不稳定。在放大倍数大于 1 的情况下,相位若漂移达到 180°,负反馈就变为正反馈,结果将产生不必要的振荡[如图 7.27(b)和图 7.27(c)所示]。为了防止振荡,需要进行频率补偿。这可通过接 RC 网络到运算放大器的频率补偿端来进行。补偿网络,特别是电容,会影响响应曲线。厂家都会提供运算放大器的响应曲线,同时也会给出用于特定频率响应的补偿网络及其参数。然而,处理频率补偿最简单的方法是使用内部自带补偿的运算放大器。

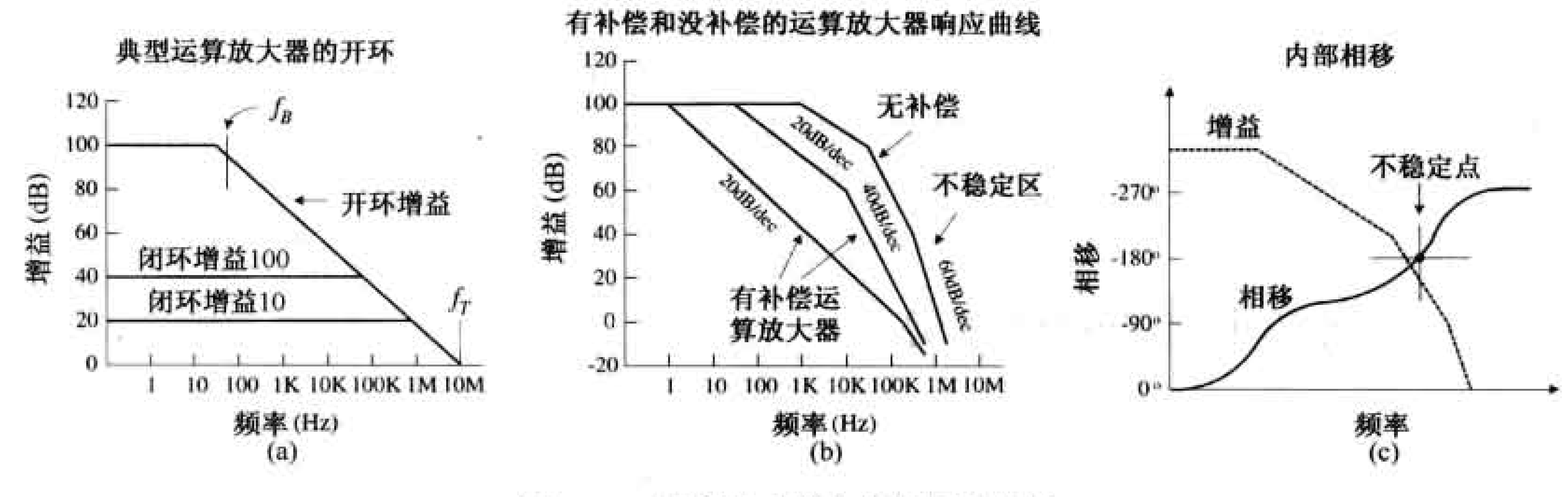


图 7.27 运算放大器电路的频率补偿

7.12 比较器

在许多情况下,需要知道两个信号中哪个比较大,或一个信号何时超出预设的电压。用运算放大器便可很容易搭建一个简单电路实现该功能,如图 7.28 所示。在同相比较电路(左图电路)中,当输入电压超过反相端电压时,输出电压将从 0 转换到高电平(正极电压)。在反相比较电路(中图电路)中,当输入电压超过加到同相端参考电压时,输出将从高电平转变为低电平。在右图电路中,使用分压器提供参考电压。

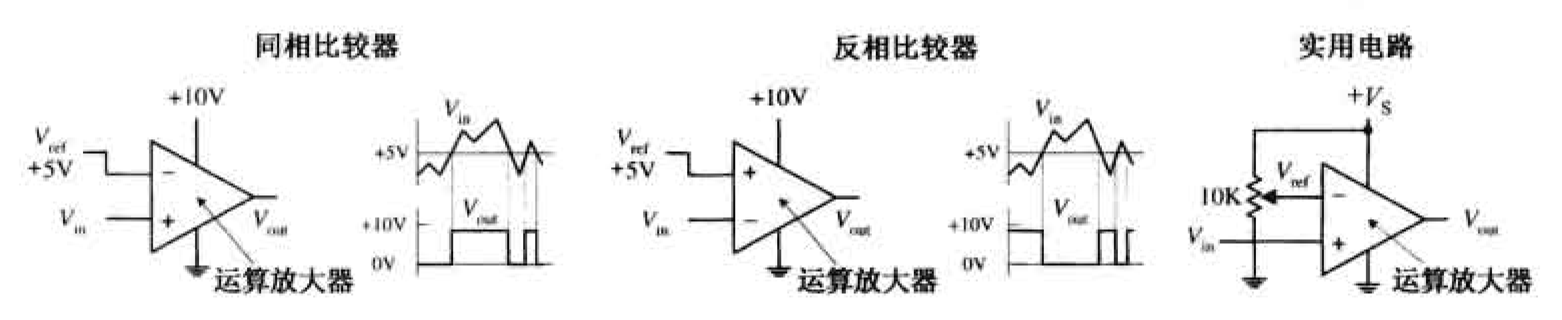


图 7.28 由运算放大器构成的比较电路

比较两个电压更常用的方法是使用被称为比较器的专用 IC。与运算放大器一样,比较器具有反相输入端、同相输入端、输出端和电源端。它的原理图也与运算放大器相类似。然而,与运算放大器不同的是,比较器没有频率补偿,因此不能作为线性放大。实际上,比较器从来不使用负反馈(而经常使用正反馈,下面将会看到)。如果负反馈用于比较器中,它的输出将是不稳定的。比较器被设计为高速开关——它们有比运算放大器更快的转换速率和更短的延时。比较器和运算放大器的其他重要差别在于输出电路。运算放大器采用推挽输出,而比较器用一只晶体管,集电极连到输出端,发射极接地。当比较器的同相端的电压低于反相端电压时,输出晶体管导通,输出接地;当同相端电压高于反相端时,输出晶体管截止。为了比较器在晶体管截止时($V_- < V_+$)输出高电平,需要外接一个从正电源端到输出端的上拉电阻,该上拉电阻相当于晶体管的集电极电阻。在使用中,上拉电阻的阻值应适当。阻值过小,将会过度消耗电能;阻值过大,将会削弱比较器的驱动能力。上拉电阻典型值从几百欧到几千欧。图 7.29 所示是包含有上拉电阻的简单的同相和反相比较器电路,两个电路的输出电压都是 0~ +5 V。

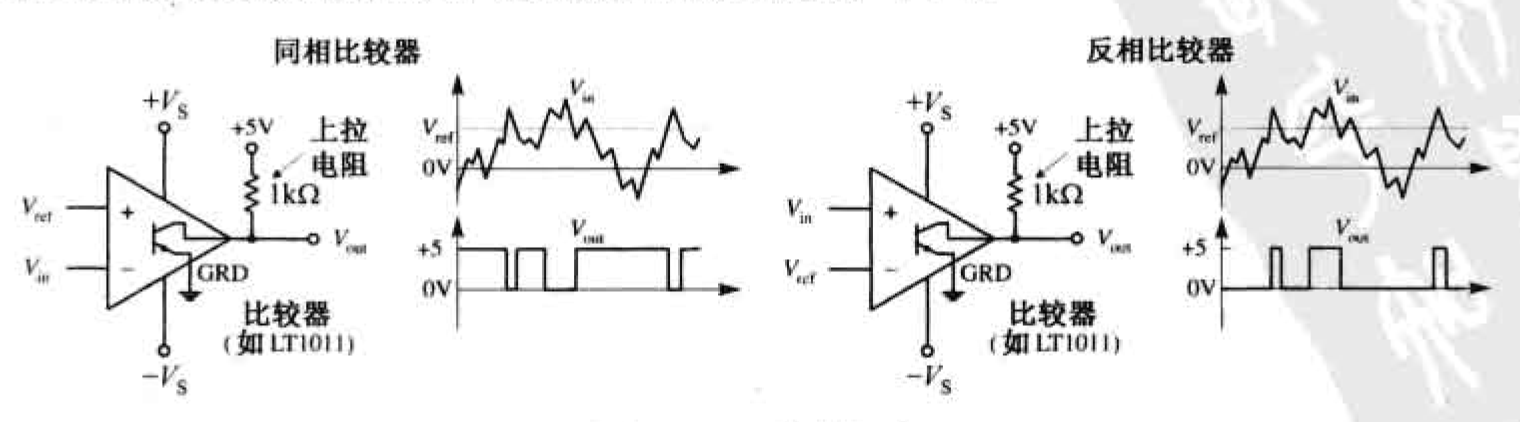


图 7.29 比较器电路

比较器一般用于模数转换。典型应用是在比较器的一个输入端连接磁性传感器或光电二极管,另一输入端接参考电压,用传感器驱动比较器的输出端产生适合驱动逻辑电路的高、低电平。在第12章将详细讨论模数转换。

7.13 带迟滞的比较器

图7.29所示的两个比较器电路有一个根本问题:当有一个靠近参考电压变化很缓慢的信号出现时,输出端将"神经质"地在高、低电平间跳跃。在许多情况下,对电路响应的要求并不如此讲究,相反地,倒是经常需要一个小"缓冲区"来忽略这种小信号偏差。为了得到一个这样的缓冲,可加入正反馈来得到迟滞现象,以产生两个不同的门限电压(或称为触发电平)。下面用两个例子来介绍带迟滞的比较器是如何工作的。

7.13.1 带迟滞的反相比较器

图7.30(a)所示的反相比较器,通过 R_3 正反馈,提供比较器的两个门限电压。之所以会产生两个门限电压,原因是在 V_{out} 为高电平(+15 V)和 V_{out} 为低电平(0 V)时,加在同相端的参考电压不同。这是反馈电流带来的结果。输出为高电平时,参考电压称为 V_{ref1};输出低电平时,参考电压称为 V_{ref2}。假设输出为高电平(晶体管截止)且 $V_{in} > V_{ref1}$,为了使输出转变为低电平,V_{in} 必须比 V_{ref1} 大。V_{ref1} 如何计算呢?实际只要计算出输出为高电平(+15 V)时,反相输入端的电压即可。

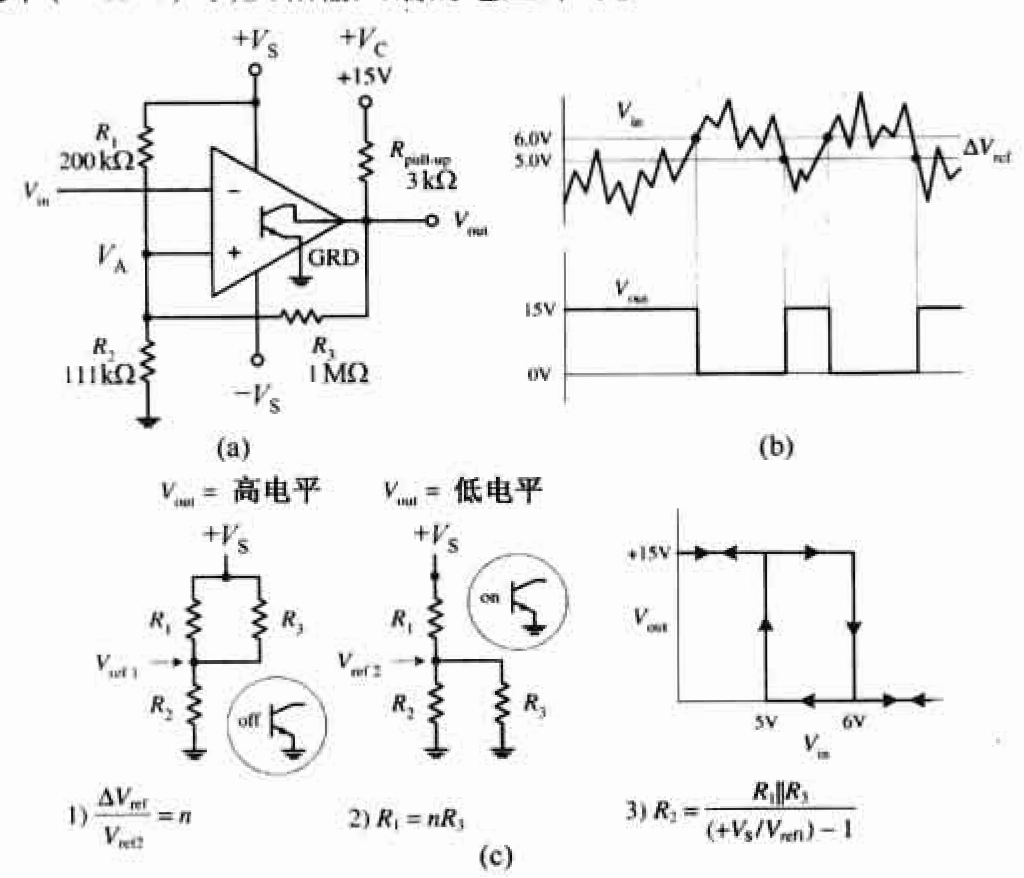


图7.30 反相比较器电路

$$V_{ref1}=\frac{+V_SR_2}{(R_1\|R_3)+R_2}=\frac{+V_SR_2(R_1+R_2)}{R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3}$$

当输出已是高电平时,一旦 $V_{in} > V_{ref1}$,输出将突然变低——晶体管导通。此时输出变为低电平了,出现新的参考电压 V_{ref2}。为了计算 V_{ref2},参见图7.30(c)所示的电阻网络,有

$$V_{ref2}=\frac{+V_SR_2\|R_3}{R_1+(R_2\|R_3)}=\frac{+V_SR_2R_3}{R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3}$$

当输入电压降至 V_{ref2} 或更低时,输出将突然变为高电平。这两个参考电压之差称为迟滞电压或 ΔV_{ref}。

$$\Delta V_{ref}=V_{ref1}-V_{ref2}=\frac{+V_SR_1R_2}{R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3}$$

现在,让我们通过理论计算得出实际的设计实例。

比如：要设计一个比较电路，$V_{ref1} = +6\ V$，$V_{ref2} = +5\ V$，$+V_C = +15\ V$，驱动 100 kΩ 的负载。首先要做的是确定上拉电阻。根据经验公式：$R_{pull\text{-}up} = 3\ k\Omega$，$R_3 = 1\ M\Omega$。

利用上面给出的公式，我们就可进行计算：

$$n = (6\ V - 5\ V)/5\ V = 0.20 \quad R_1 = nR_3 = 200\ k\Omega \quad R_2 = 166\ k\Omega/(15\ V/6\ V - 1) = 111\ k\Omega$$

7.13.2 带迟滞的同相比较器

与反相比较器不同的是，图 7.31(a)的同相比较器只用两个电阻来产生迟滞(如果要用一个电压分配器来设定参考电压，还需要外接电阻，然而，这些电阻不会对迟滞电压产生影响)。同样输入信号的端口上也会发生门限电平移位——正反馈的结果。当输出端从高电平($+V_C$)变为低电平(0 V)时，加到同相端的门限电平改变了参考电压值。例如，假设开始时 V_{in}的电压很低，使 V_{out}保持低电平。为了让输出为高电平，V_{in}必须升到触发电压 V_{in1}。该值可以简单地用图 7.31(c)电阻网络求出：

$$V_{in1} = \frac{V_{ref}(R_1 + R_2)}{R_2}$$

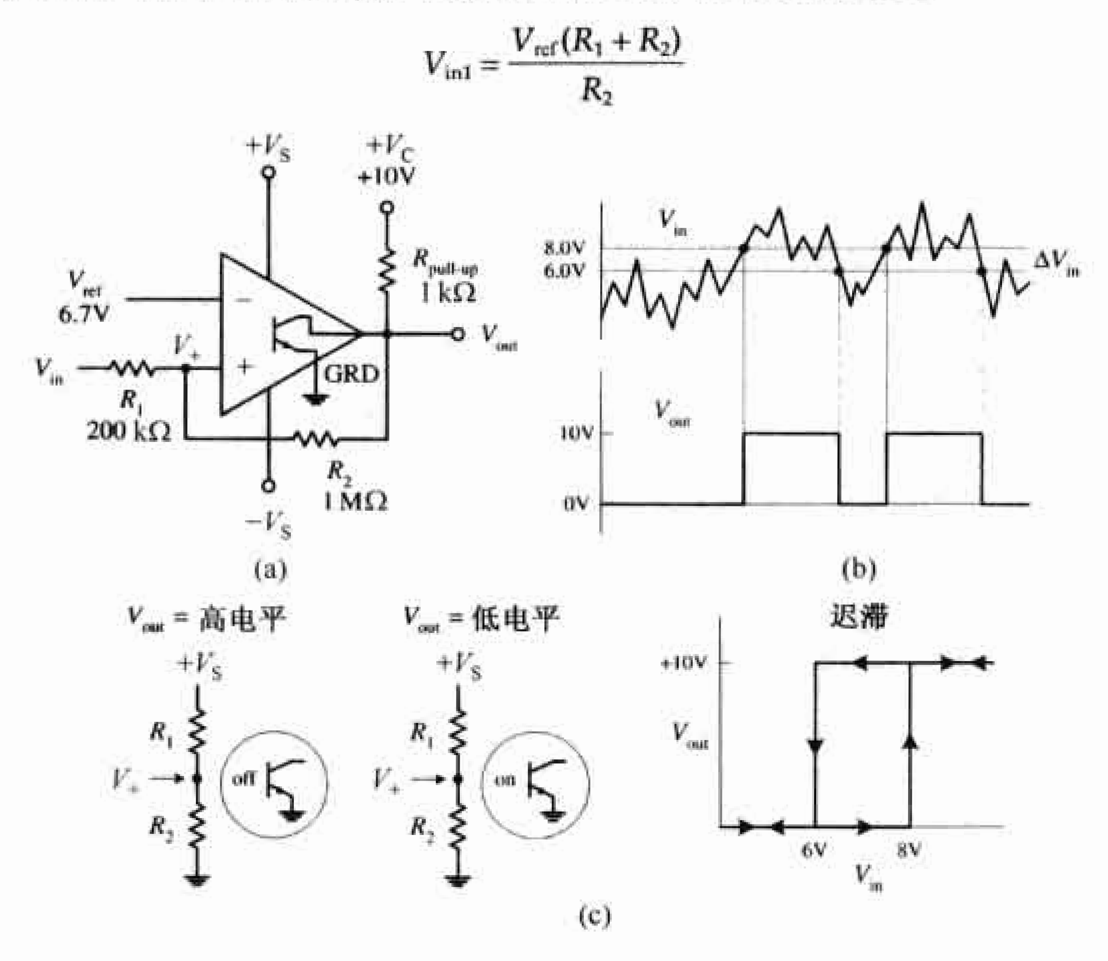


图 7.31 同相比较器电路

V_{out}一旦变为高电平，同相端电压将转变为另一个比 V_{in1}更大的值。为了让比较器返回到低电平，V_{in}必须降低到 V_{in1}以下。V_{in2}的求取可利用图 7.31(c)的电阻网络。

$$\Delta V_+ = V_{in} + \frac{(V_{CC} - V_{in1})R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{in2} = \frac{V_{ref}(R_1 + R_2) - V_{CC}R_1}{R_2}$$

迟滞电压是 V_{in1}和 V_{in2}之差

$$\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2} = \frac{V_{CC}R_1}{R_2}$$

图 7.31 是一个实际的设计实例，给定 $+V_C = 10\ V$，要求 $V_{in1} = 8\ V$，$V_{in2} = 6\ V$。$R_{pull\text{-}up}$与 R_2 的选取原则同上例，取 $R_{pull\text{-}up} = 1\ k\Omega$，$R_2 = 1\ M\Omega$，故：

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\Delta V_{in}}{V_C} = \frac{10-8}{10} = 0.20$$

$$R_1 = 0.20R_2 = 0.20(1\ M) = 200\ k\Omega$$

$$V_{ref} = \frac{V_{in1}}{1 + R_1/R_2} = \frac{8\,V}{1\,V - 0.20\,V} = 6.7\,V$$

7.14 单电源比较器

像运算放大器一样，比较器也有双电源和单电源供电的两种形式。单电源供电比较器，发射极和电源的负极在内部与地接在一起。而双电源运算放大器，发射极（地）和电源的负极是分开的。图 7.32 给出了几种比较器集成电路和两个单电源比较器电路。

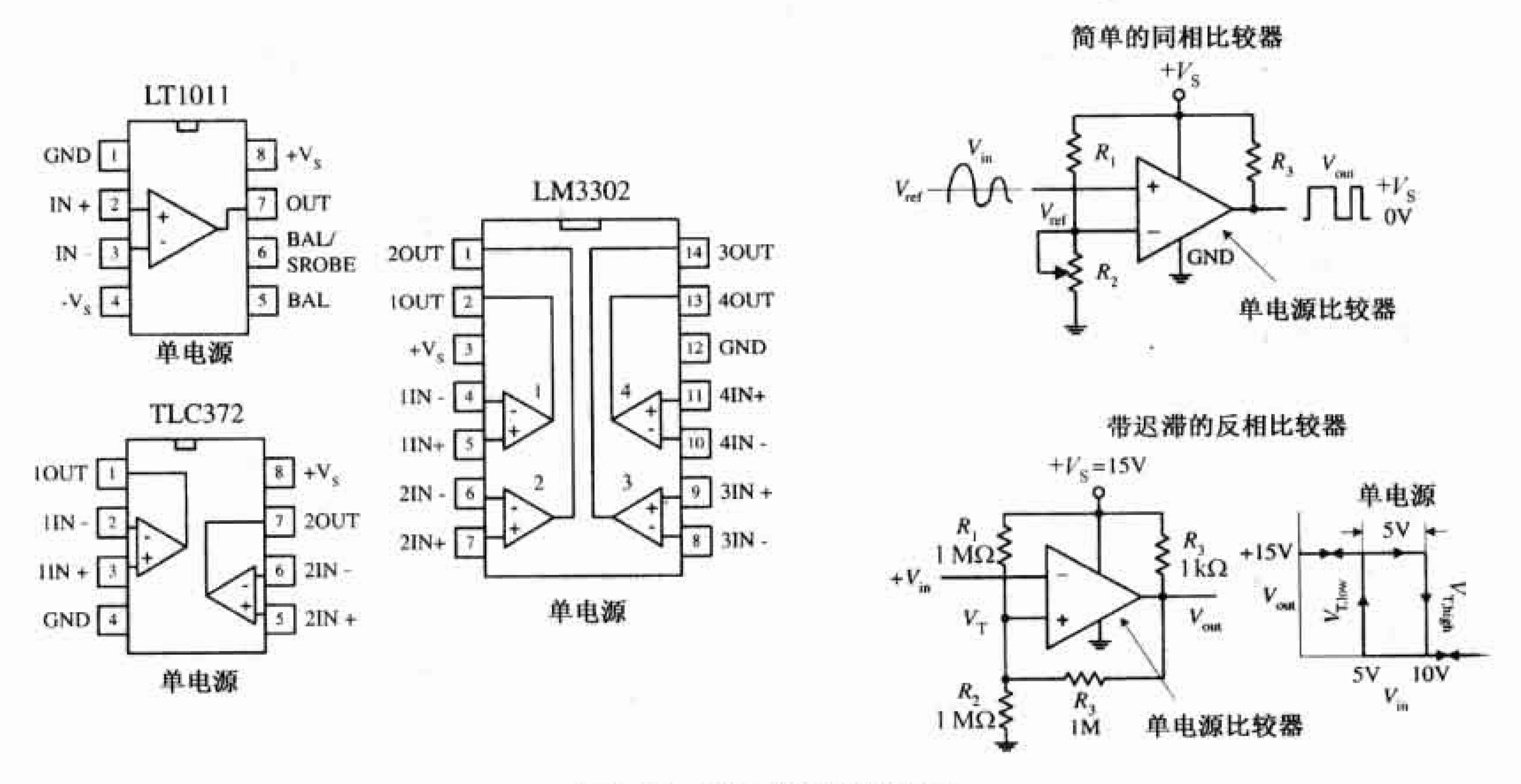


图 7.32　单电源比较器电路

7.15 窗口比较器

窗口比较器是一个很有用的电路。只要输入电压进入或离开预先设定的高低参考电压的区域，输出将改变状态。两个参考电压之间的区域称为窗口。图 7.33 是用两个比较器构成的一个简单的窗口比较器（也可以用运算放大器）。在图 7.33(a)中，窗口设置在 + 3.5 V($V_{ref,high}$)和 + 6.5 V($V_{ref,low}$)之间。如果 V_{in}低于 + 3.5 V，下面的比较器输出接地，上面的比较器输出悬空。当 V_{in}高于 + 6.5 V，上面一个比较器输出接地，而下面的比较器输出悬空。只要有一个比较器接地，就能使 V_{out} = 0 V。只有当 V_{in}在 + 3.5 ~ + 6.5 V 之间时，输出端才输出高电平（ + 5 V）。图 7.33(c)使用电阻分压网络来设置参考电压。

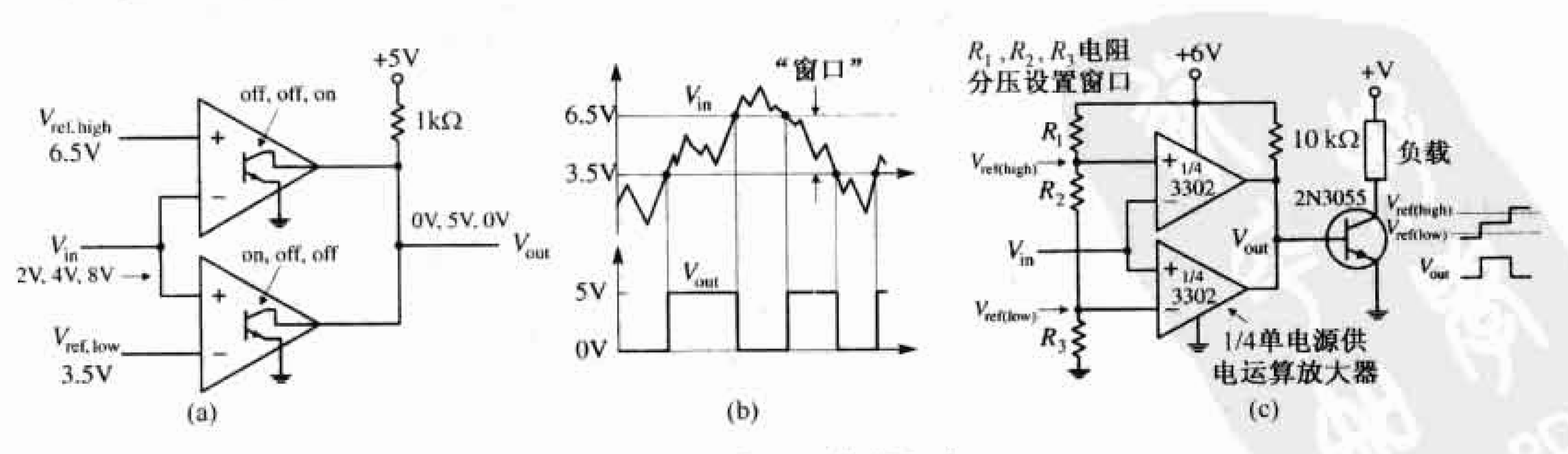


图 7.33　窗口比较器电路

7.16 电平指示器

制作一个电平指示器的简单方法是用许多比较器,使它们的输入端接在一起,每一个比较器接上不同的参考电压或触发电压,如图 7.34 所示。在这电路中,从下往上,比较器上的参考电压一直增加(这是分压网络的结果)。当输入电压增加时,下面的比较器输出先为零(LED 导通),所以上面的比较器依次输出为零。电位器对所有的参考电压进行同比例调节。

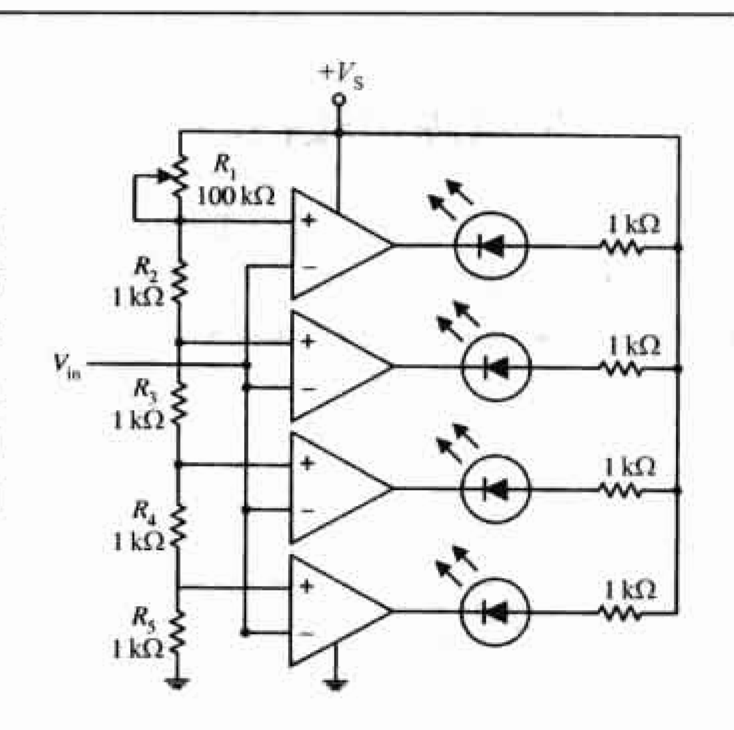


图 7.34 电平指示器电路

7.17 放大器的应用

运算放大器输出驱动器

图 7.35 为运算放大器输出驱动器(对负载开或关)。

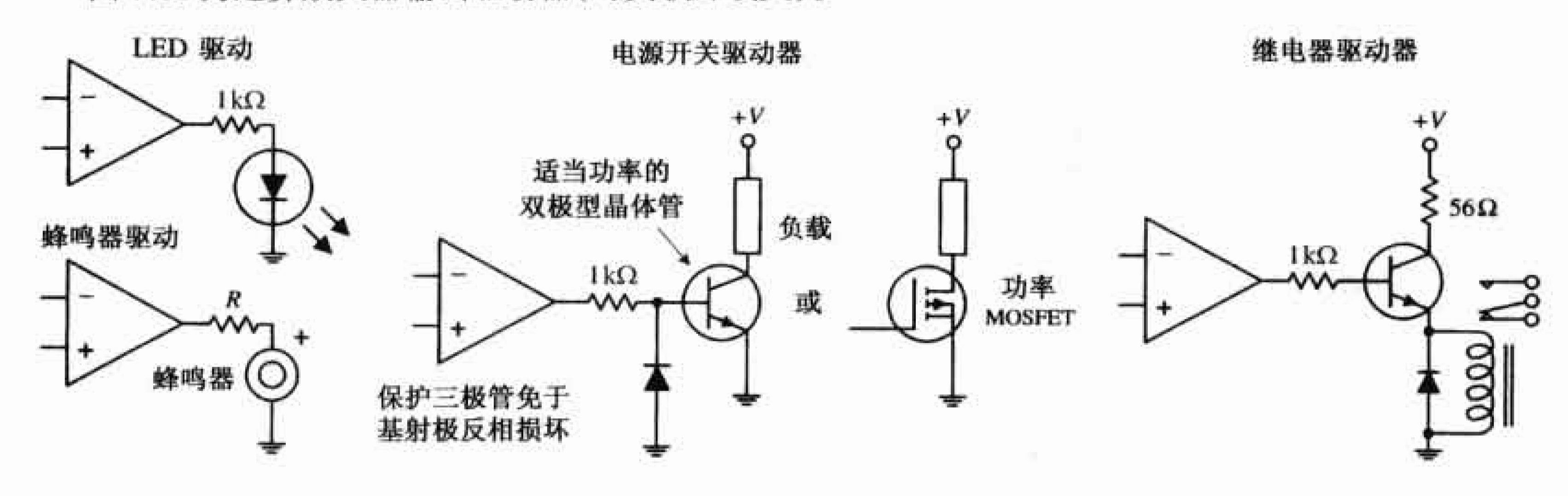


图 7.35 运算放大器输出驱动器

比较器输出驱动器

图 7.36 为比较器输出驱动器。

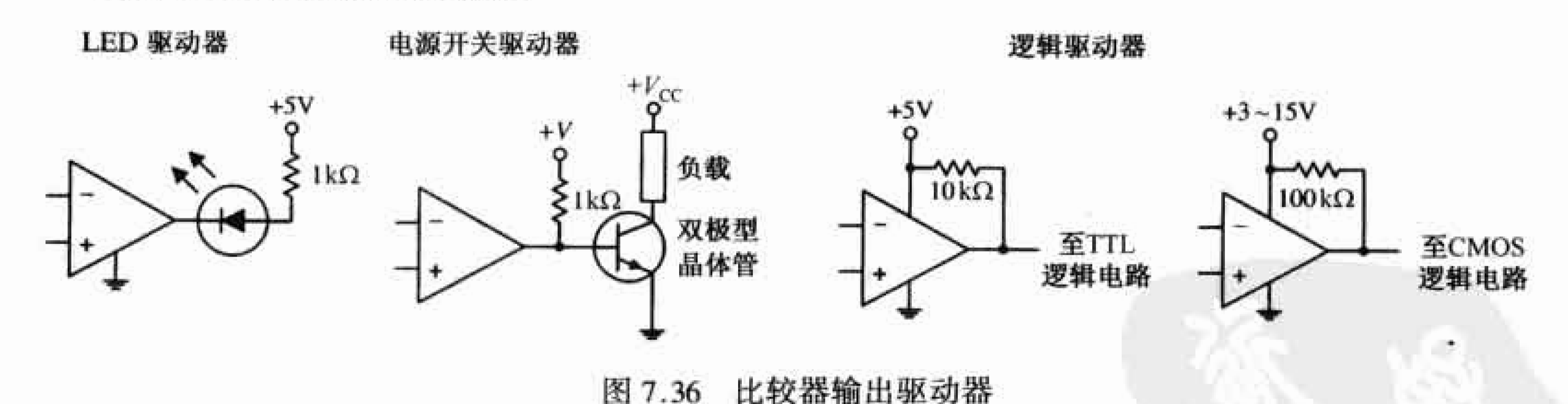


图 7.36 比较器输出驱动器

运算放大器功率提升器

图 7.37 为运放功率提升器(AC 信号)。

通常,既要求运算放大器有较大的带负载能力,又要它保持正负输出摆幅不变。提高输出功率的同时保持输出不失真的简单方法是使用晶体三极管组成互补推挽电路,连接在运算放大器的输出端,如图 7.37 所示。在高频时,需要加偏置电阻和电容防止交越失真。在低频时,采用负反馈可消除大部分交越失真。

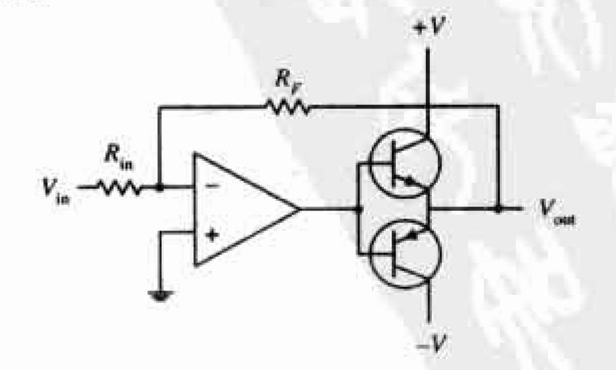


图 7.37 运算放大器功率提升器

电压－电流变换器

图 7.38 是一个电流源，它的输出电流的大小由加到运算放大器的同相输入电压大小决定。输出电流和电压是由下面表达式决定的。

$$V_{out} = \frac{(R_L + R_2)}{R_2} V_{in}$$

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{V_{in}}{R_2}$$

V_{in}可由分压器设定。

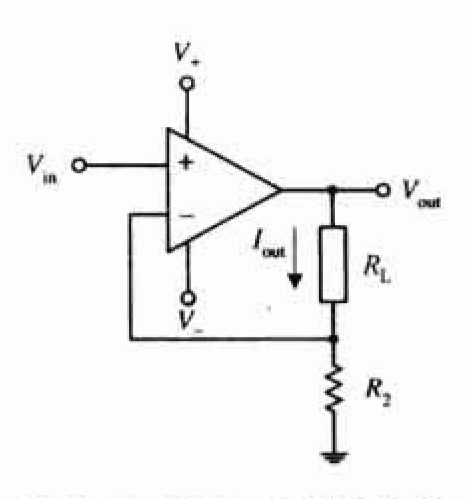


图 7.38 电压－电流交换器

高精度电流源

图 7.39 为高精度电流源，它使用一个 JFET 管驱动双极型晶体管，以控制流过负载的电流。与前面的电流源不同，本电路对输出漂移不敏感。用 JFET 管的作用是取得基本上零偏置电流误差（单个双极型晶体管输出场合会流出基极电流）。本电路输出的准确电流比 JFET 管的漏源电流 $I_{DS(on)}$ 来得大，提供的 V_{in}大于 0 V。为了得到更大的电流，可用达林顿管代替 FET 双极型晶体管连接，只要基极电流不会引起大的误差。输出电流或负载电流是由 $I_{load} = V_{in}/R_2$ 决定的。R_2 作为调节控制。该电路可能还需要一些附加的补偿，这要由负载的电抗和晶体管的参数而定。要确保晶体管有足够大的额定功率以满足负载电流需求。

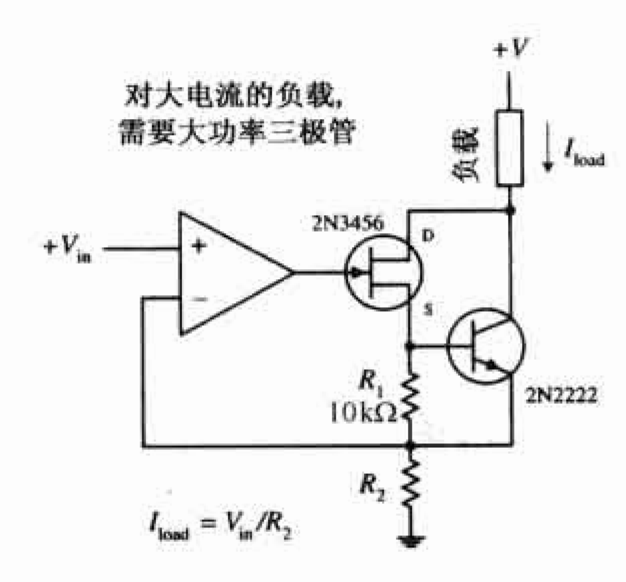


图 7.39 高精度电流源

电流－电压变换器

图 7.40 所示的是将电流转换为电压的电路。负反馈电阻 R_F 是用来帮助在反相输入端设置电压，并控制输出电压摆幅。各电路的输出电压都由下式给出：

$$V_{out} = I_{in} R_F$$

图 7.40 中各光敏电路的工作原理与之相同，其产生的输出电压与流过光敏传感器电流成正比。

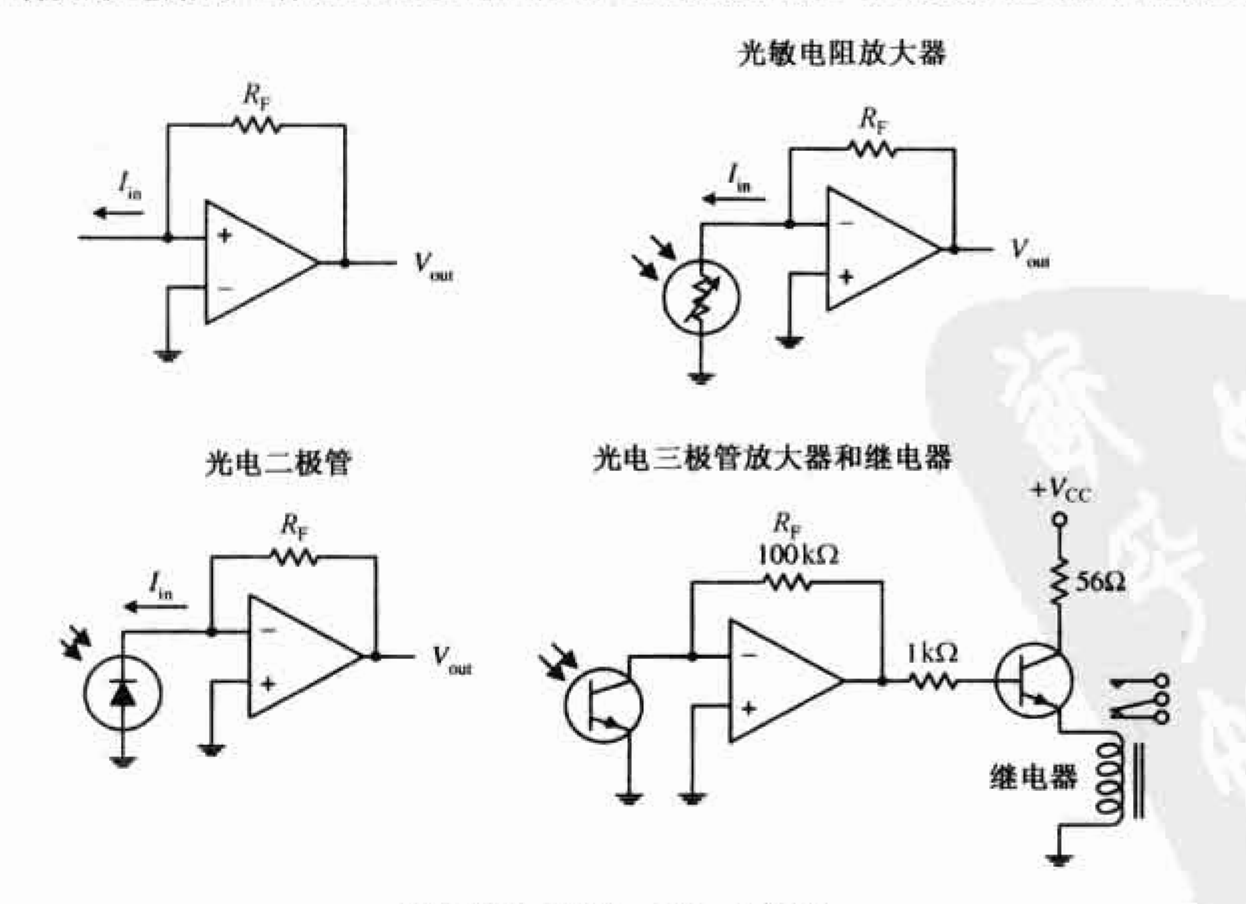


图 7.40 电流－电压变换器

过压保护

图7.41是一个过压快速保护控制电路,用来保护对浪涌电压较敏感的负载。电源提供一个稳定的+6 V。通过 R_1,R_2 分压器提供给运算放大器同相输入端的电压为3 V(电位器可进行微调),通过3 V稳压管再加到运算放大器的反相输入端也为3 V。在该例中,运算放大器差分输入电压为零,使得输出也为零(运算放大器是作为一个比较器),晶闸管(SCR)截止,没有电流从正极流向负极。此时,若电源电压有浪涌,通向输入电压将上升,而反相端电压保持3 V(由于3 V稳压管作用)。这一结果使得运算放大器的输出为高电平,触发晶闸管导通。此时,电源被短路到地。没有电流流向负载。结果,保险丝(熔断器)断开,保护负载。

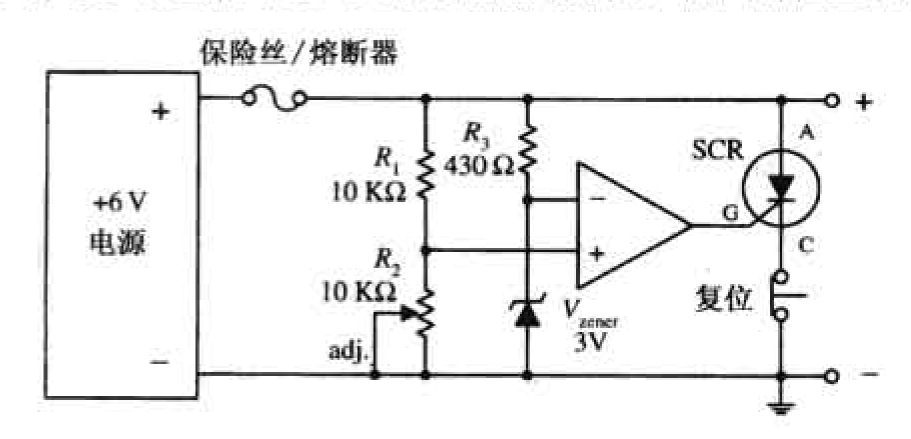


图7.41 过压保护电路

可编程放大器

该电路是一个简单的反相放大器(参见图7.42),其反馈电阻可选择数字控制双向开关(如CMOS 4066)。例如,当双向开关的输入端a置为高电平(+5 V ~ +18 V),b ~ d都置为高电平时,有效的反馈电阻是 R_a ~ R_d 的并联值。第12章将详细地讨论双向开关。

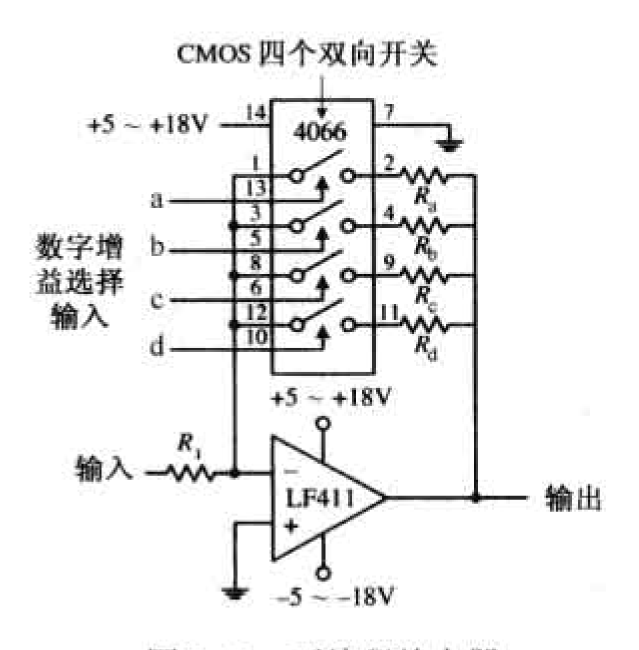


图7.42 可编程放大器

采样保持电路

采样保持电路用来采样并保持一个模拟信号,以便分析它或在需要时将之转变为数字信号。在电路图7.43(a)中,开关起采样/保持控制作用。当开关闭合,采样开始,开关断开,采样结束。此时,输入电压将实时存储在电容上。运算放大器作为单位增益放大器(缓冲),传送电容的电压到输出端,防止电容放电(在理想运算放大器的输入端没有电流流入)。采样电压能保持多久,取决于电容的漏电流。使用低输入偏置电流的运算放大器(如FET运算放大器),可让漏电流最小。在其他两个电路中,采样/保持开关用一个电控开关代替。图7.43(b)用双向开关,图7.43(c)用MOSFET开关。最适用于采样/保持的电容器为聚四氟乙烯、聚乙烯和聚碳酸酯介质电容器。

峰值检波

该电路作为峰值检波器,跟随输入电压信号并存储其最大电压到电容上。图7.44上面电路的运算放

大器作为缓冲器,"检测"电容的电压并输出,防止电容放电。二极管防止当输入电压低于存储的峰值电压时电容放电。第二个电路是更加实用的峰值检波器,它外加一个运算放大器使得检波器更灵敏,并把电容的电压反馈到反相输入端,以补偿二极管的压降(0.6 V 左右)。换句话说,它是一个有源整流器。该电路还外加一个开关来复位检波器。通常,用 FET 代替二极管,用 FET 门作为复位开关,减少电容的容量可加速对 V_{in}的充电反应时间。

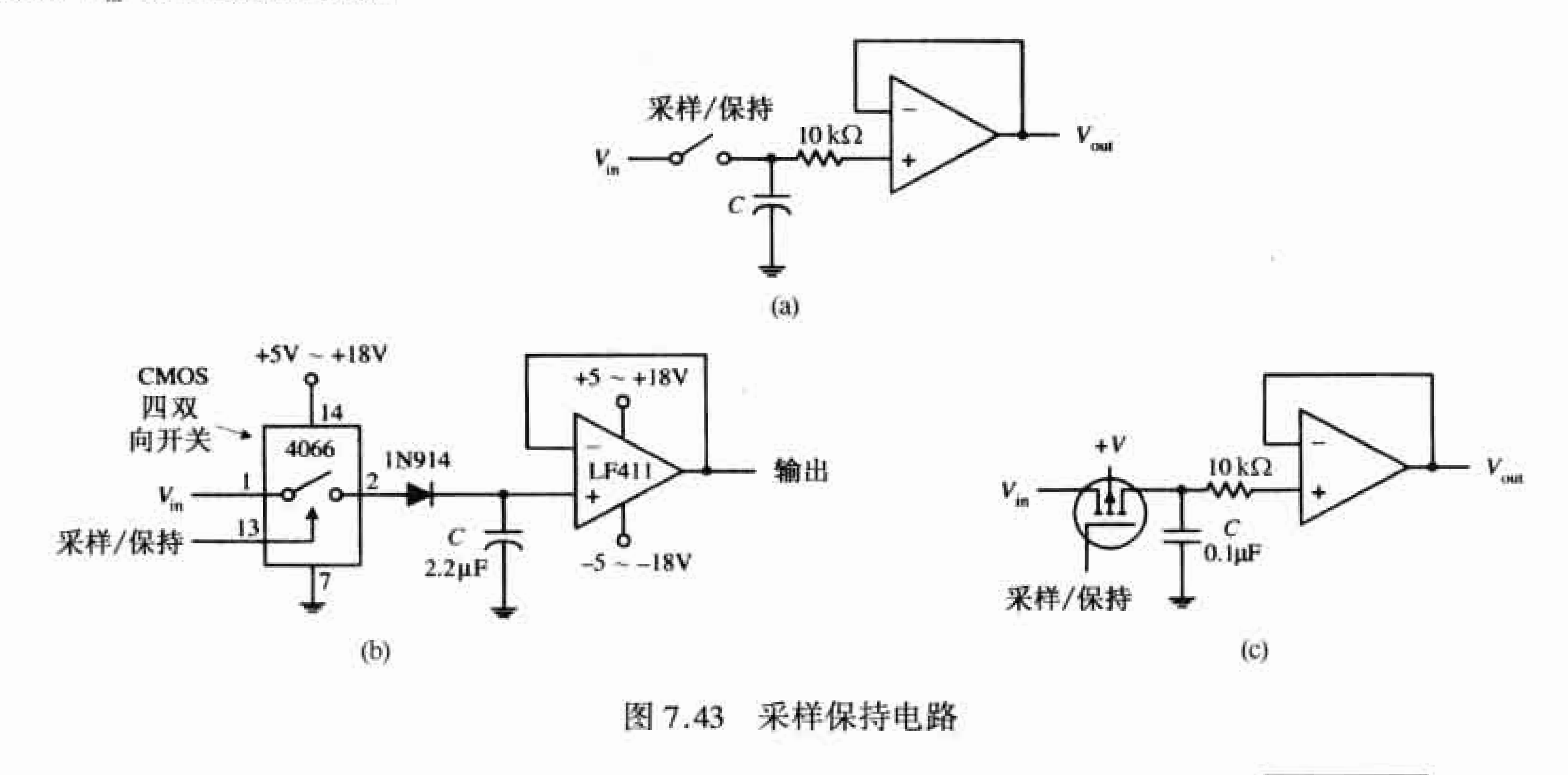


图 7.43　采样保持电路

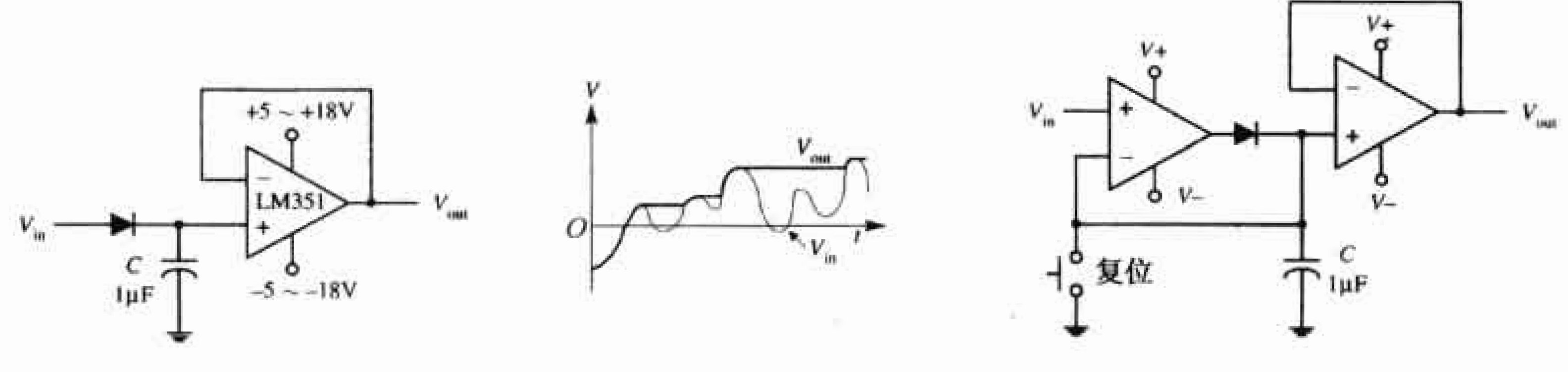


图 7.44　峰值检波电路

同相限幅放大器

如图 7.45 所示的简单的放大电路能削去输出信号中正负幅值超出的波形。当反馈电压超过稳压二极管的击穿电压时,限幅作用发生。如果拿掉一个稳压二极管,电路将单相限幅(是正相还是反相限幅将取决于哪个稳压二极管被拿掉)。这个电路可用于限制音频放大器过载,也可作为正弦波 - 方波变换。

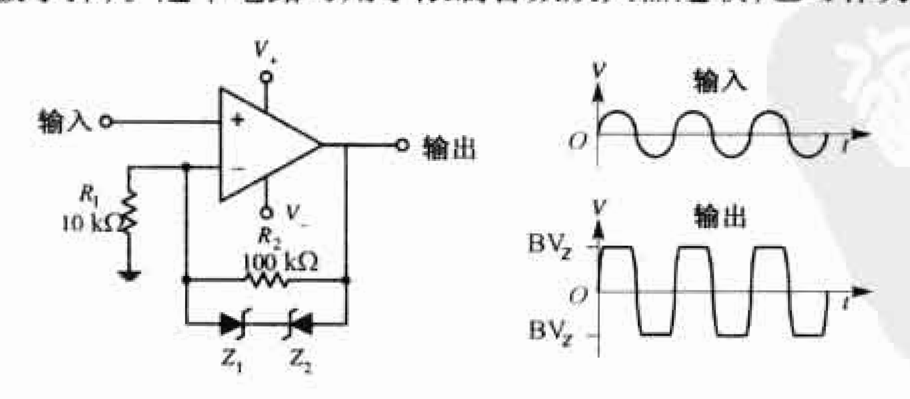


图 7.45　同相限幅放大器

有源整流器

单个二极管可作为信号整流。然而二极管会产生压降(如 0.6 V),这不仅会使输出电压降低,而且使其不能整流低于 0.6 V 的电压信号。解决这问题的简单方法是使用有源整流器,如图 7.46(a)所示。该电

路作为理想的整流器,它能整流低至 0 V 的各方向的信号。为了说明电路是如何工作的,让我们应用所学原理进行如下分析:当输入 V_{in} 为正时,电流 I 将以简化图 7.46(b)所示方向流动。因为 V_+ 接地,则 $V_- = V_+ = 0$ V(规则 4)。

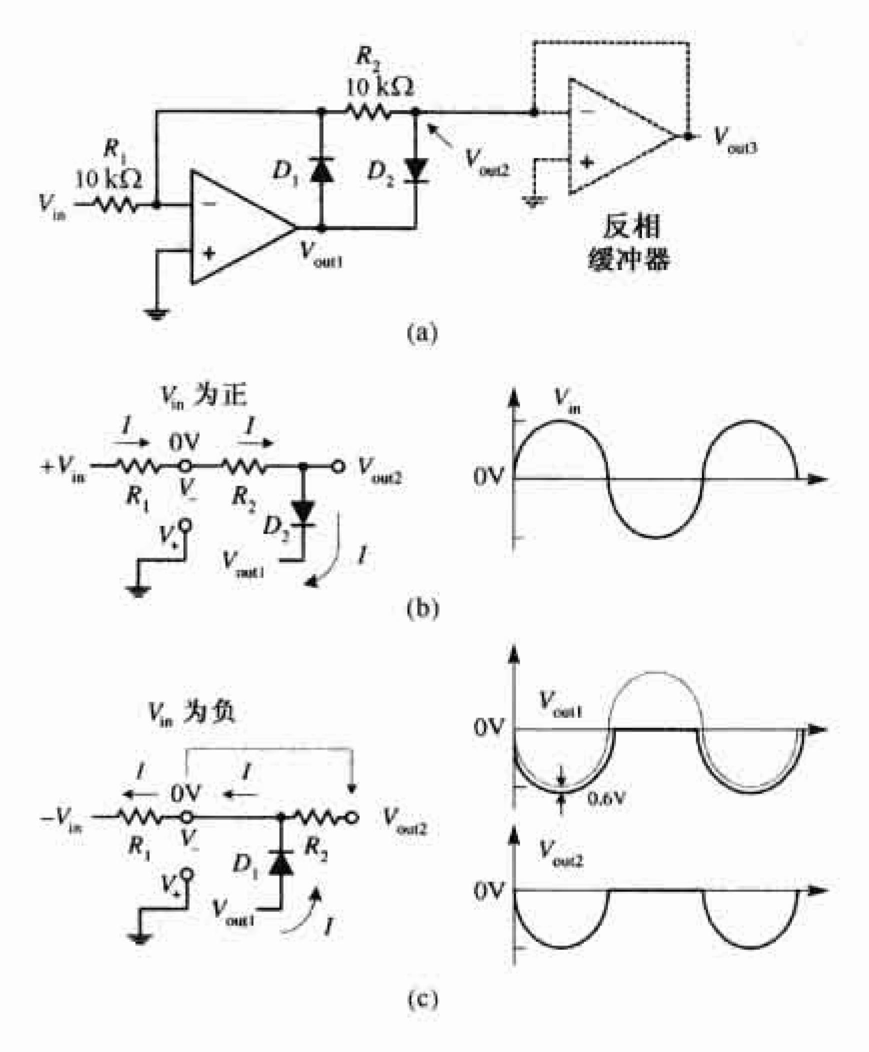


图 7.46 有源整流电路

应用基尔霍夫电压定律求 V_{out1},V_{out2} 和 V_{out3}:

$$0\,\text{V} - IR_2 - 0.6\,\text{V} - V_{out1} = 0$$

$$V_{out1} = 0\,\text{V} - \frac{V_{in}R_2}{R_1} - 0.6\,\text{V} = -V_{in} - 0.6\,\text{V}$$

$$V_{out2} = V_{out1} + 0.6\,\text{V} = -V_{in}$$

$$V_{out3} = V_{out2} = -V_{in}$$

注意:最终的结果没有 0.6 V 的压降,但是,输出和输入反相。当 V_{in} 为负时,如图 7.46(c)所示,输出电流通过 D_1 使 V_- 变为 0 V(规则 4),因为没有电流流向 R_2(由于缓冲器),所以 V_{out3} 和 V_{out2} 与 V_- 相等,都等于 0 V。缓冲器为下一级提供低输出阻抗,使下一级不会加载到整流级。为了保持输入极性和输出极性一致,可在输出端接上一个反相缓冲器(单位增益反相放大器)。

第8章 滤 波 器

滤波器是一种能够通过某种特定频率信号而阻止其他频率信号的电路。正如在第2章看到的,4种主要类型的滤波器是低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器(或称陷波滤波器)(如图8.1所示)。低通滤波器只允许低频成分的输入信号通过,而高通滤波器只允许高频成分的信号通过。带通滤波器只通过滤波器谐振频率周围的窄波段的频率信号。而陷波滤波器能通过除了以滤波器谐振频率为中心的窄波段频率之外的所有频率。

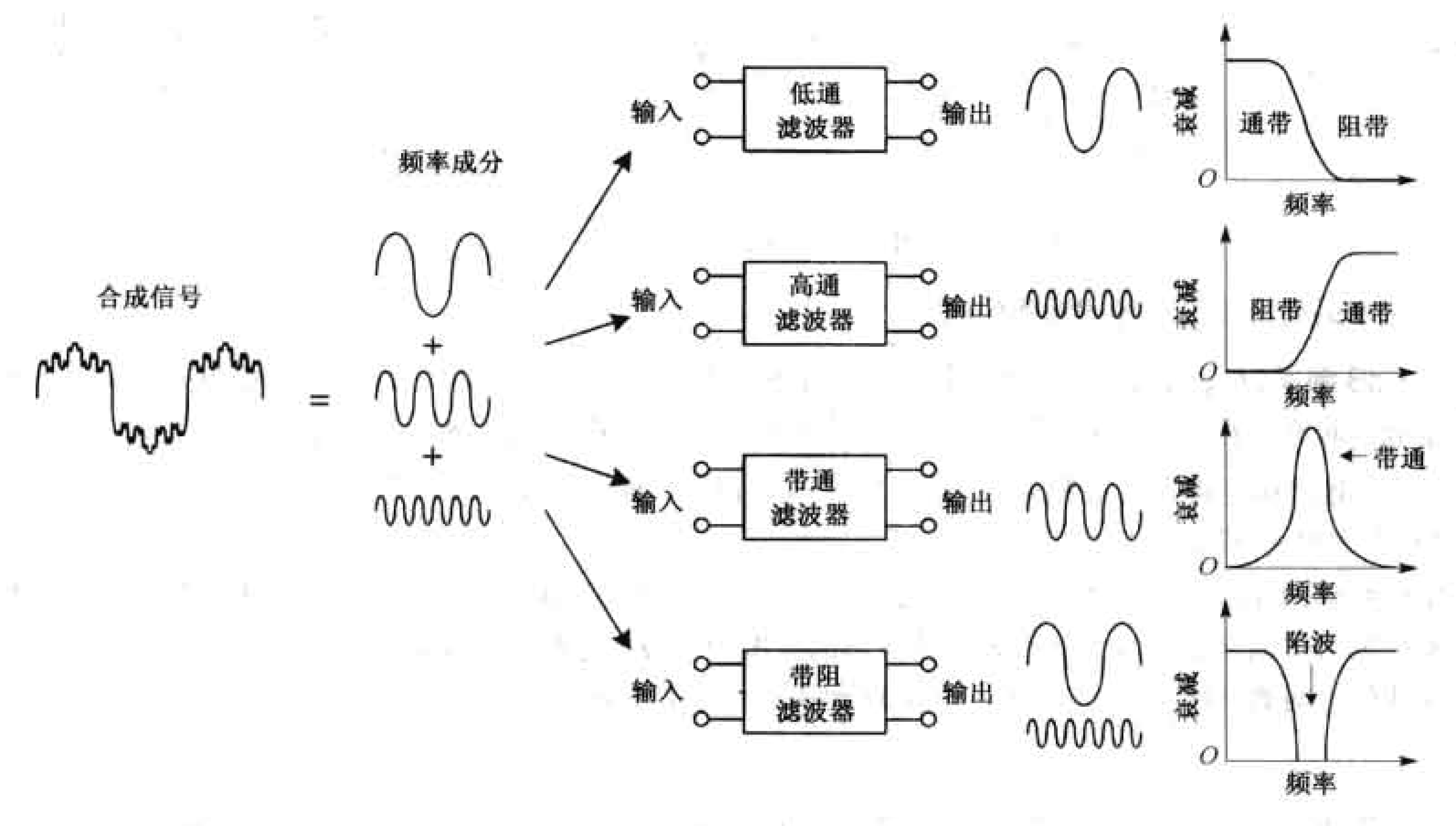


图8.1 滤波器示意图

滤波器在电子学上有许多实际应用。例如,在直流供电情况下,滤波器可用于消除由交流电路带来的高频噪声,并且能够平滑整流器输出的直流电压。在无线电通信中,滤波器使收音机只提供听众所需信号,同时屏蔽掉其他信号。同样,滤波器使电波发射机只产生一种信号,同时减弱可能干扰电波发射机的其他信号。在声学中,滤波器网络又称为分频网络,它分离出低频音频信号到低音扬声器,中频音频信号到中频扬声器,高频音频信号到高频扬声器。滤波器的应用是很广泛的。

本章将介绍两种滤波器,即无源滤波器和有源滤波器。无源滤波器由无源器件设计制成(如电阻,电容,电感),其大多被用于100 Hz~300 MHz之间的频率(下限频率受低频条件下的电容、电感效应的限制,上限频率受高频条件下的寄生电容、电感效应的限制)。当设计具有强衰减响应的无源滤波器时,电容、电感的数量将增加。随着电容、电感数量的增加以获得所需要的响应,信号衰减也随之增加。并且,在设计无源滤波器时必须考虑信号源和负载阻抗的影响。

有源滤波器不同于无源滤波器,它们由运算放大器、电阻、电容组成,而无须电感。有源滤波器能够处理超低频(接近于0 Hz)信号,并且在需要时可以提供电压增益(这一点不同于无源滤波器)。有源滤波器可以设计成与LC滤波器作用相当的滤波器,且更容易实现,限制更少,并且不需要大容量的元件。另外,有源滤波器可以提供与频率无关的理想化的输入与输出关系。有源滤波器的主要缺点就是高频工作范围相对有限。在大约100 kHz以上时,有源滤波器可能变得不可靠(受运算放大器带宽和转换速率要求的影响)。在无线电频率范围工作时,最好使用无源滤波器。

8.1 滤波器设计须知

当描述滤波器如何工作时,常用响应曲线,它其实就是一个增益(V_{out}/V_{in})相对于频率的衰减图(参见图 8.2)。正如在第 2 章中看到的那样,衰减常用分贝(dB)来表示,而频率常用角频率的形式 ω(用 rad/s 表示)或者常规形式 f 表示(Hz),这两者的关系为 $\omega = 2\pi f$。滤波器响应曲线可以绘制成线性 – 线性、对数 – 线性和对数 – 对数曲线。当绘制成对数 – 线性曲线时,衰减就不必特定用 dB 表示。

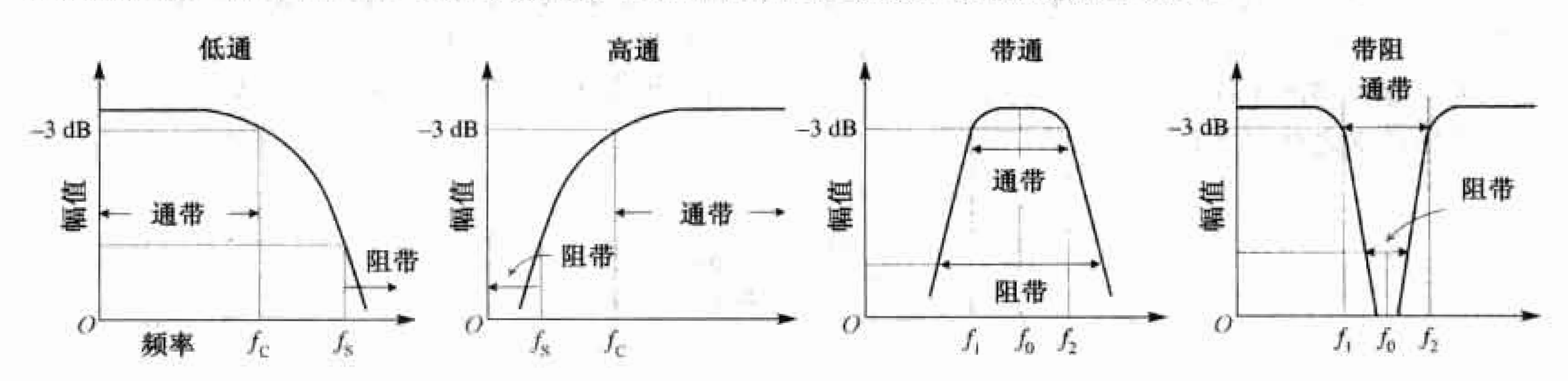


图 8.2　滤波器频率特性

下面术语通常用来描述滤波器的响应:

–3 dB 频率($f_{3\,db}$):表示导致输出信号相对于输入信号下降了 –3 dB 时的输入信号频率。–3 dB 频率等于截止频率。在这一点上,输出功率相对于输入功率减少了一半,而输出电压相对于输入电压减小到 $1/\sqrt{2}$。对于低通和高通滤波器来说,只有一个 –3 dB 频率。而对于带通和带阻滤波器,有两个 –3 dB 频率,通常表示为 f_1 和 f_2。

中心频率(f_0):在一个线性 – 对数曲线中,如果响应是绘制在线性 – 对数坐标图上的(对数坐标轴代表频率),那么带通滤波器响应曲线就以滤波器的谐振频率或中心频率为几何对称。

在线性 – 对数曲线上,中心频率与 –3 dB 频率的关系如下式所示:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

对于窄带带通滤波器来说,若 f_2 和 f_1 的比率小于 1.1,则响应形状接近于算术对称。在这种情况下,可以对 –3 dB 频率求平均值来近似求出 f_0:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

通频带:它表示那些输出衰减量不超过 –3 dB 的信号频率。

阻带频率(f_s):它是一个特定的频率,它的衰减达到一个被设计者给定的特定值。对于低通和高通滤波器,超过阻带频率的频率范围被称为阻带。对于带通和陷波滤波器,有两个阻带频率,且介于两个阻带频率之间的频率也被称为阻带。

品质因数(Q):它表示带通滤波器中心频率和 –3 dB 带宽(在 –3 dB 的两点 f_1 和 f_2 之间的距离)的比率。

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

对于带阻滤波器,品质因数用 $Q = (f_2 - f_1)/f_0$ 计算。

8.2 基本滤波器

在第 2 章中已经讲到,利用电容和电感的阻抗特性,以及 LC 串并联网络的谐振特性,可以做出简单的低通、高通、带通以及带阻滤波器。这里先简要看看第 2 章提到的基本滤波器。

图8.3中所示的所有滤波器都有一个共同的限制特性，也就是，每倍频衰减响应值超过-3 dB点后有6 dB的衰减(你可以回到第2章查阅等式自己证明)。在某些非特殊的应用中，每倍频6 dB的衰减作用已很好，尤其是在你想要除去的信号被设置在超过-3 dB以外的场合。然而，在某些需要更大频率选择性的场合中(例如，更陡峭的衰减和更平坦的通频带)，每倍频6 dB的衰减滤波器将无法正常工作。这时便需要一种新的方法去设计滤波器。

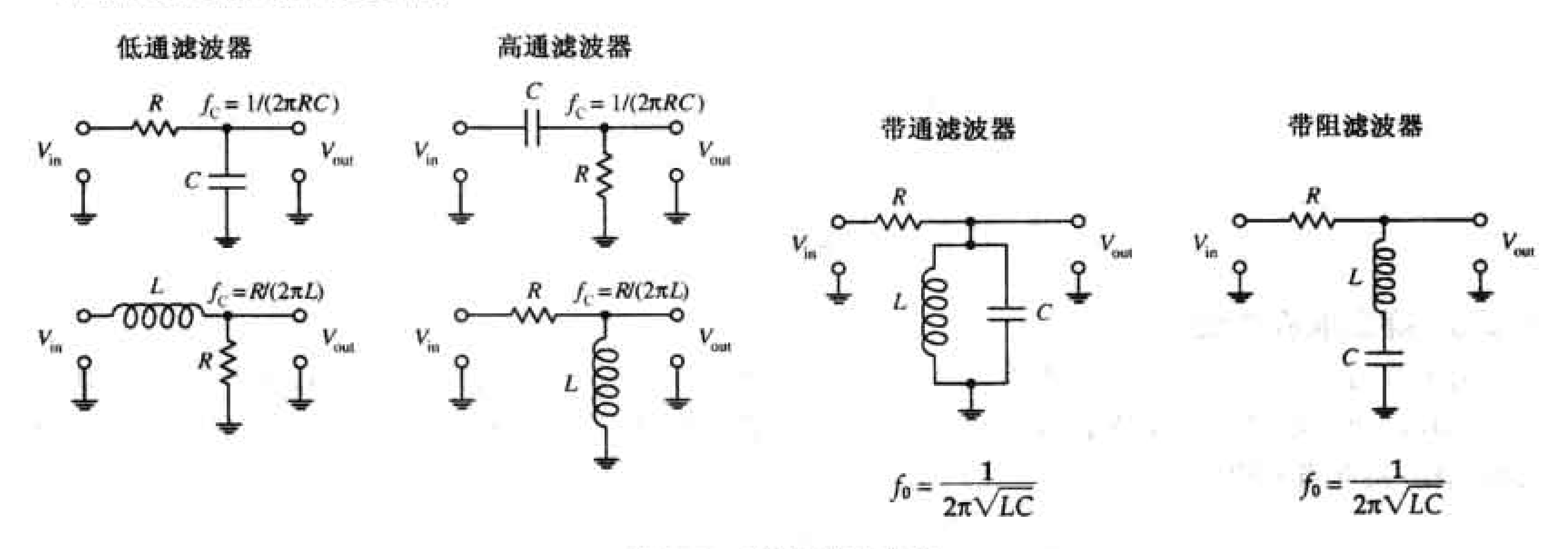


图8.3 基本滤波电路

制作具有更陡峭的衰减和更平坦的通频带响应的滤波器

获得更陡峭的衰减的一种方法是把多个每倍频衰减6 dB的滤波器进行组合。这样每一个组件将会对前面组件的输出进行滤波。然而，把一个滤波器同另外一个相连来提高“每倍频分贝”斜率并不像看起来那么容易。在某些情况下(例如，窄带带通滤波器的设计)它实际上会变得不可实现。例如，你不得不解决暂态响应、相位漂移、信号恶化、线圈电容、内阻、磁感应噪声，等等。

为使讨论可行，我将跳过那些困难的滤波器理论(这些东西会使事情变得很麻烦)并提供一些使用基本响应曲线图和滤波器设计图表进行设计的技巧。真正地理解滤波器基本理论毫无疑问是非常重要的。如果想对滤波器理论有更深入的理解，请参考滤波器设计手册(Zverck所著的一本综合手册包含了几乎所有关于滤波器你需要知道的知识)。

这里，直接介绍实际滤波器设计实例，设计需要超过每倍频6 dB的不同程度的衰减响应。通过这些实例，将会形成一些有用的新概念。首先，我将讨论无源滤波器，然后转到有源滤波器。

8.3 无源低通滤波器的设计

假定你想设计一个具有$f_{3\,dB}$ = 3000 Hz(在3000 Hz衰减是-3 dB)和在频率为9000 Hz时有-25 dB衰减(这称为截止频率f_S)的低通滤波器，假定信号源阻抗R_S和负载阻抗R_L都等于50 Ω。如何设计这个滤波器呢?

第一步:归一化

首先，绘制一个大致的衰减-频率曲线，对响应有一个大致的了解[参见图8.4(a)]。其次，要把这张图归一化。这意味着设置-3 dB频率$f_{3\,db}$到1 rad/s。图8.4(b)为这种归一化图(当你把归一化的曲线和图表应用在设计技巧中时，归一化就显得极其重要了)。为了确定归一化的截止频率，也称为是陡度因子，简单地使用如下关系:

$$A_S = \frac{f_S}{f_{3dB}} = \frac{9000\ \text{Hz}}{3000\ \text{Hz}} = 3$$

该表达式表明归一化的截止频率是归一化的-3 dB点的频率1 rad/s的3倍。因此，该归一化截止频率是3 rad/s。

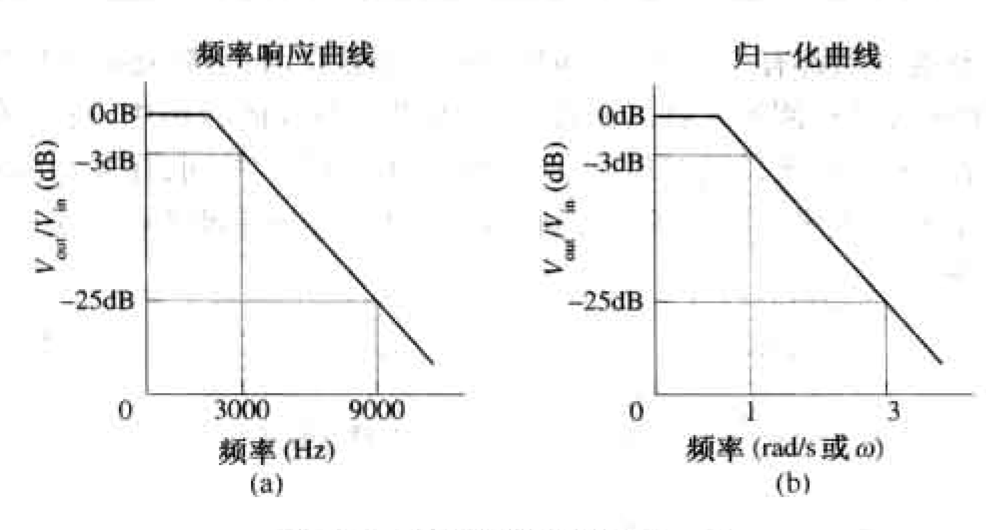
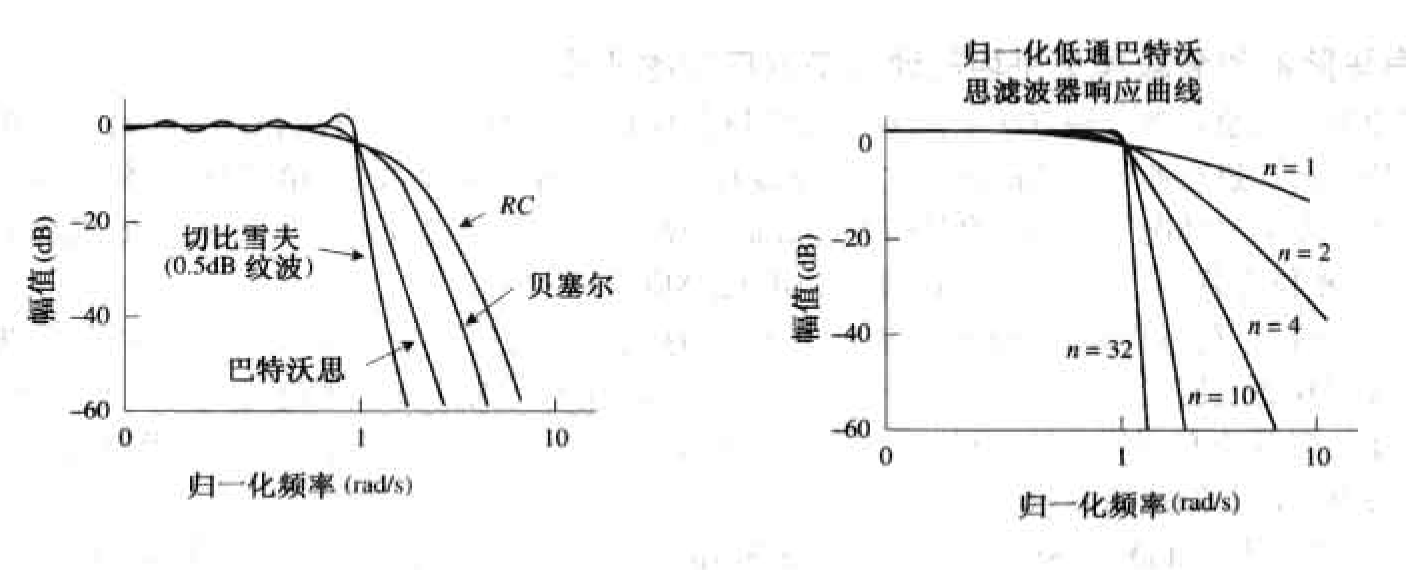


图 8.4 低通滤波器的归一化

第二步:确定响应曲线

紧接着,必须选择一个滤波器类型。有三种滤波器类型可供选择,它们分别是:巴特沃思滤波器、切比雪夫滤波器和贝塞尔滤波器(如图 8.5 所示),它们均是以人名命名的,这里不需要深究。三种滤波器均可用 LC 滤波器网络来构建。数学模型中的传递函数都可表示为:

$$T(S)=\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}=\frac{N_mS^m+N_{m-1}S^{m-1}+\cdots+N_1S+N_0}{D_nS^n+D_{n-1}S^{n-1}+\cdots+D_1S+D_0}$$



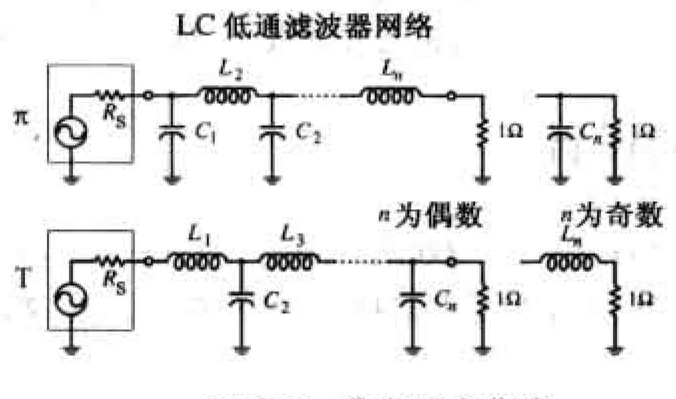


图 8.5 确定响应曲线

方程中的 N 是分子系数,D 是分母系数,$S=\mathrm{j}\omega(\mathrm{j}=\sqrt{-1},\omega=2\pi f)$。分母中的最高次幂 n 表示滤波器的级数或者极点的数目,分子的最高次幂表示零点数目。现在,通过处理这个函数,每个滤波器(如巴特沃思,切比雪夫和贝塞尔)都能画出传递函数的唯一曲线图,它类似于级联的 LC 滤波网络的衰减响应曲线图。从实际的目的出发,重要的是要知道传递函数中的极点数目和级联滤波器网络中的 LC 级数之间的关系,而这些关系决定了响应曲线的大致陡度(dB 每倍频)。随着极点数目的增加(LC 级数的增加),衰减响应变得越来越陡峭。传递函数的系数影响了响应曲线的整体形状并与滤波器网络中的特定电容和电感值有关。巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔滤波器都有各自的传递函数,并给出系数值以及怎样通过改变传递函数的阶数来影响衰减斜率。巴特沃思滤波器在通带和阻带之间的变化区内,以损失陡度为代价,得到了一

个最大平坦度的通带响应。切比雪夫滤波器找到了一个方法,以通频带内存在纹波为代价,获得了通带和阻带之间极其陡峭的过渡。而贝塞尔滤波器则以平坦的通带和陡峭的衰减为代价,获得了最小的相位漂移。随后将讨论巴特沃思、切比雪夫和贝塞尔滤波器各自的优缺点。现在让我们先关注巴特沃思滤波器。

第三步:确定所需极点数目

继续我们的低通滤波器问题。让我们选择巴特沃思设计方法,因为它是最流行的设计方法之一。下一步是用一张巴特沃思低通滤波器的归一化频率衰减图,如图 8.6 所示(像这样的响应曲线由滤波器手册提供,随之还有切比雪夫和贝塞尔滤波器的响应曲线)。接着,按题目要求在图中找出一条在 3 rad/s 处产生 - 25 dB 衰减的响应曲线。如果手指随曲线移动,就会发现 $n = 3$ 的曲线在 3 rad/s 处提供了足够的衰减。现在需要一个三阶低通滤波器,因此它有三个极点。这意味着你要设计的滤波器有三个 LC 回路。

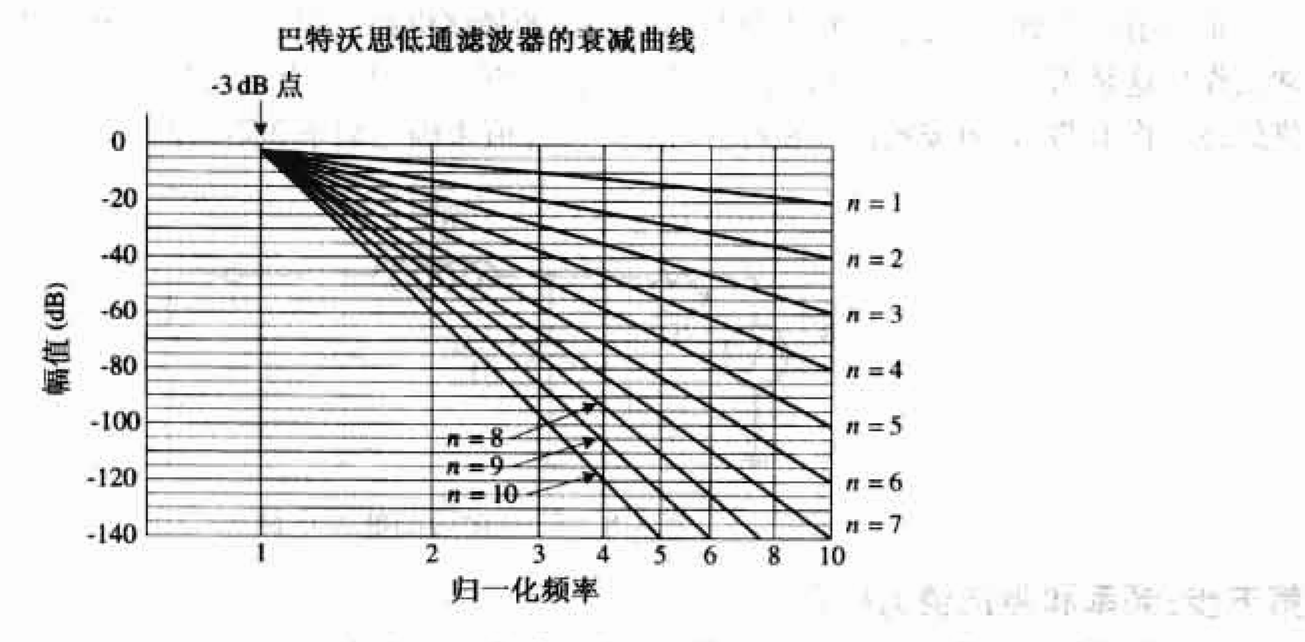


图 8.6 归一化频率的衰减图

第四步:制作一个归一化滤波器

既然已决定了滤波器的阶数,那就开始下一步——制作一个归一化的 LC 滤波电路(这个电路不是你要使用的最终电路——它还需要改进)。设计的的电路可以是 π 形电路网络也可以是 T 形网络,如图 8.7 所示。如果信号源和负载阻抗相匹配,使用哪一种电路网络均可。但 π 形网络更加具有吸引力,因为它需要较少的电感。然而,如果负载阻抗比信号源阻抗大,最好采用 T 形网络。如果负载阻抗比信号源阻抗小,最好采用 π 形网络。由于开始时指出信号源和负载阻抗都是 50 Ω,所以我们选择 π 形结构。电感和电容值都在表 8.1 中提供(滤波器手册会提供这样的表格,连同切比雪夫和贝塞尔滤波器)。既然我们需要一个三阶滤波器,就在 $n = 3$ 行中取值。在这种情况下得到的归一化滤波电路如图 8.8 所示。

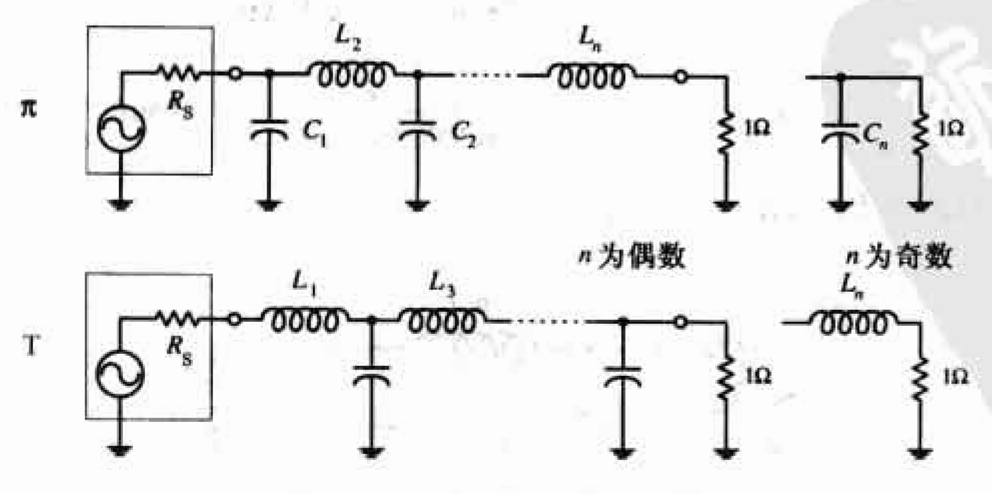


图 8.7 π 形网络和 T 形网络

表 8.1 巴特沃思有源低通滤波器的值

π {T} n	R_S {$1/R_S$}	C_1 {L_1}	L_2 {C_2}	C_3 {L_3}	L_4 {C_4}	C_5 {L_5}	L_6 {C_6}	C_7 {L_7}
2	1.000	1.4142	1.4142					
3	1.000	1.0000	2.0000	1.0000				
4	1.000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5	1.000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
6	1.000	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7	1.000	0.4450	1.2470	1.8019	1.8019	1.8019	1.2470	0.4450

注：相对一个 1 Ω 的负载，在 1 rad/s 的频率下 −3 dB 的 L_n 和 C_n 的值，单位分别为 H 和 F。

正如前面提到的，这个电路不是我们要使用的最终电路。也就是说，列出的电容值将不能使滤波器正常工作！这是因为我们用的图表是经过归一化处理的。而且没有考虑信号源和负载阻抗的影响。为了搭建最终工作电路，必须按照图 8.8 列出的电路元件值来确定频率和阻抗的大小。

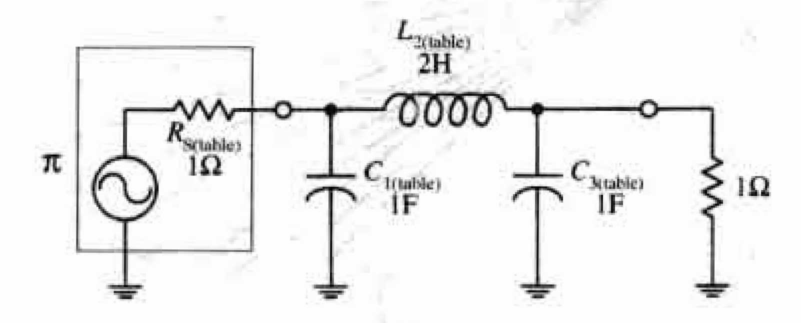


图 8.8 归一化后的滤波电路

第五步：频率和阻抗值的标定

为了解决频率与阻抗值的匹配问题，同时处理归一化过的频率，引用下面的频率和阻抗标定规则。对于频率的标定，将从表格中得到的电容值和电感值，除以 $\omega = 2\pi f_c$。对阻抗的标定，将电阻和电感值乘以负载阻抗，将电容值除以负载阻抗。也就是说，利用下面两个等式得到所需要的实际元件值：

$$L_{n(\text{actual})} = \frac{R_L L_{n(\text{table})}}{2\pi f_{3dB}}$$

$$C_{n(\text{actual})} = \frac{C_{n(\text{table})}}{2\pi f_{3dB} R_L}$$

$$L_{2(\text{actual})} = \frac{R_L L_{2(\text{table})}}{2\pi f_{3dB}} = \frac{(50\Omega)\times(2\text{ H})}{2\pi(3000\text{ Hz})} = 5.3\text{ mH}$$

$$C_{1(\text{actual})} = \frac{C_{1(\text{table})}}{2\pi f_{3dB} R_L} = \frac{1\text{ F}}{2\pi(3000\text{ Hz})\times(50\ \Omega)} = 1.06\ \mu\text{F}$$

$$C_{3(\text{actual})} = \frac{C_{3(\text{table})}}{2\pi f_{3dB} R_L} = \frac{1\text{ F}}{2\pi(3000\text{ Hz})\times(50\ \Omega)} = 1.06\mu\text{F}$$

计算过程和最终获得的低通电路如图 8.9 所示。

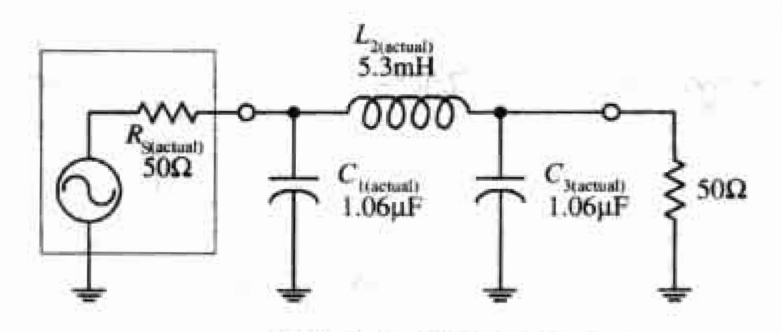


图 8.9 设计完成的低通滤波电路

8.4 滤波器的比较

前面简短地提到切比雪夫和贝塞尔滤波器可以代替巴特沃思滤波器。可以采用与设计巴特沃思滤波器相同的方法来设计切比雪夫和贝塞尔滤波器。但是,需要利用不同的低通衰减图表来表示在 π 形和 T 形 LC 网络中的元件参数。如果你对设计切比雪夫和贝塞尔滤波器有兴趣,可以参考滤波器设计手册。现在,下面的讨论可以帮助你更好地理解各种类型滤波器之间的差别。

巴特沃思滤波器可能是最流行的一种了。它在通频带中部区域有很平坦的频率响应,虽然在靠进 -3 dB点的区域多少有点起伏。在 -3 dB 点外,衰减速率逐渐增加并逐渐达到每倍频 $n\times6$ dB(例如 $n=3$,衰减 = 18 dB/倍频程)。巴特沃思滤波器相对来说容易搭建,并且需要的元件也不像其他滤波器要求那样精确。

切比雪夫滤波器(例如,0.5 dB 纹波,0.1 dB 纹波的切比雪夫滤波器)提供比巴特沃思和贝塞尔滤波器在超过 -3 dB 点更敏锐的衰减速率。达到这么陡峭的衰减是要付出代价的——代价是通频带内的电压波动,被称为通带波动。通带波动的大小随滤波器的阶数增加而增加。而且,切比雪夫滤波器比巴特沃思滤波器对元件的允许误差更灵敏。

现在,巴特沃思和切比雪夫滤波器都有一个问题——对于不同频率的信号,它们都引入了不同的延迟时间。换句话说,如果一个输入信号有一个多频波形组成(例如,调制信号),那么该输出信号将会由于不同频率有不同的延迟时间而产生失真。经过通带的延迟时间变化成为延迟失真,并随滤波器的阶数增加而增加。为了避免这种影响,可以使用贝塞尔滤波器。贝塞尔滤波器不像其他两个滤波器,它能提供在通带上的恒定延迟。但是,贝塞尔滤波器没有其他两个滤波器那样的衰减特性。但是,陡峭的衰减特性并不适合在输出端还原信号一样重要。在需要有实际的信号还原的情况下,贝塞尔滤波器更加可靠。

8.5 无源高通滤波器设计

假定设计一个高通滤波器,要求 $f_{3\,dB}=1000$ Hz,且在 300 Hz 处至少要有 -45 dB 的衰减——称之为截止频率 f_S。并假定该滤波器与 50 Ω 电阻的信号源和负载,且响应是巴特沃思响应。该怎样设计呢?这个技巧你很快就能明白,就是把高通响应看成是低通响应的转化,然后设计一个归一化的低通滤波器,在该低通滤波器的元件上运用一些换算技巧得到一个归一化的高通滤波器,再用频率和阻抗标定该归一化高通滤波器。

首先,对高通滤波器的响应曲线做一个简单的草图,如图 8.10 所示。其次,在水平方向翻转该高通曲线来得到一个低通响应曲线(这里允许你使用低通设计技术。然后就需要应用一些转换技巧,用该低通滤波器的标准元件参数来得到所需的高通滤波器)。为了得到陡度因子 A_S 和归一化的阻带频率 f_S。下面是与低通滤波器例子基本相同的程序,除了 $f_{3\,db}$必须在 f_S 上方。

$$A_S=\frac{f_{3dB}}{f_S}=\frac{1000\ \text{Hz}}{300\ \text{Hz}}=3.3$$

此式表明:归一化的阻带频率是 -3 dB 频率的 3.3 倍。因为该归一化的图表将 $f_{3\,db}$ 置为 1 rad/s,f_s 便成了 3.3 rad/s。

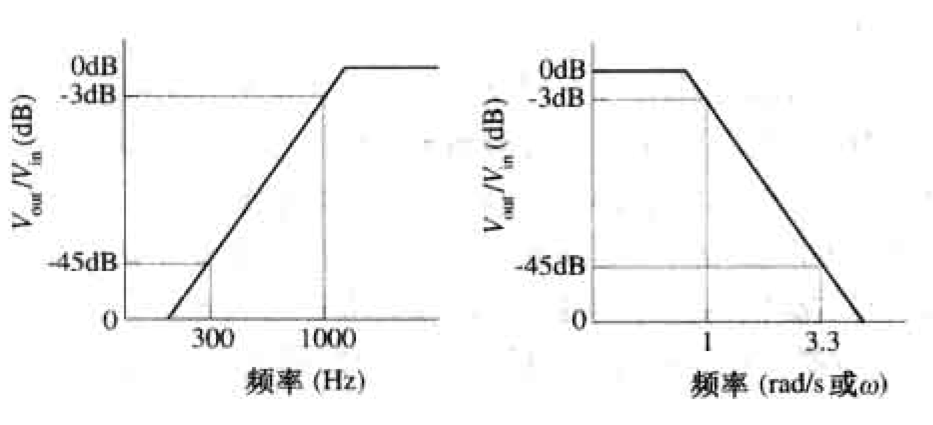
接着,按照前面的步骤,得到低通滤波器响应曲线,并从图 8.6 中确定在 3.3 rad/s 处衰减至少达到 -45 dB的响应曲线。$n=5$ 的曲线符合要求,因此你可以搭建一个五阶的 LC 网络。现在,问题是使用 π 形还是 T 形网络。最初,你可能认为 π 形最好,因为负载和信号源阻抗相等并且需要更少的电感。然而,利用转换技巧使低通滤波器变为高通滤波器时,需要将电容和电感互换。因此,如果现在选择 T 形低通网络,在最后得到的高通电路中将需要较少的电感。该五阶归一化低通滤波网络如图 8.10 所示。

为了将低通变成高通滤波器，用具有 $1/L$ 值的电容置换电感，用具有 $1/C$ 值的电感置换电容。换句话说，做下面变换：

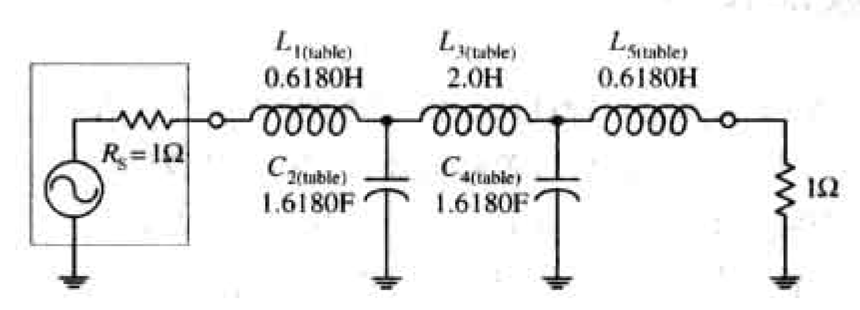
$$C_{1(\text{transf})}=1/L_{1(\text{table})}=1/0.6180=1.6180\ \text{F} \qquad L_{2(\text{transf})}=1/C_{2(\text{table})}=1/1.6180=0.6180\ \text{H}$$
$$C_{3(\text{transf})}=1/L_{3(\text{table})}=1/2.0=0.5\ \text{F} \qquad L_{4(\text{transf})}=1/C_{4(\text{table})}=1/1.6180=0.6180\ \text{H}$$
$$C_{5(\text{transf})}=1/L_{5(\text{table})}=1/0.6180=1.6180\ \text{F}$$

然后，标定频率和阻抗来得到实际的元件参数：

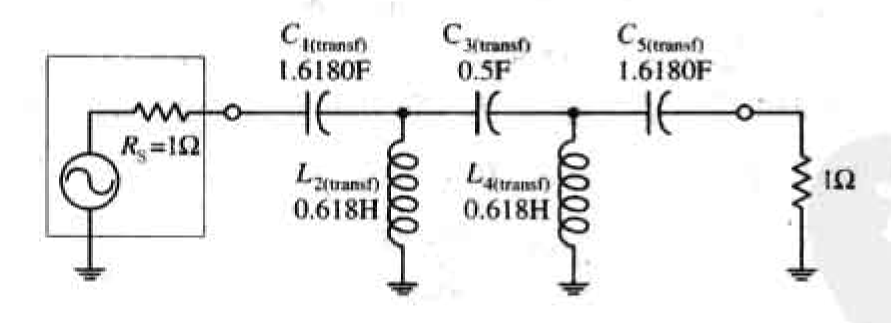
$$C_{1(\text{actual})}=\frac{C_{1(\text{trans})}}{2\pi f_{3\text{dB}}R_L}=\frac{1.618\ \text{H}}{2\pi(1000\ \text{Hz})\times(50\ \Omega)}=5.1\ \mu\text{F} \qquad L_{2(\text{actual})}=\frac{L_{2(\text{trans})}R_L}{2\pi f_{3\text{dB}}}=\frac{(0.6180\ \text{F})\times(50\ \Omega)}{2\pi(1000\ \text{Hz})}=4.9\ \text{mH}$$
$$C_{3(\text{actual})}=\frac{C_{3(\text{trans})}}{2\pi f_{3\text{dB}}R_L}=\frac{0.5\ \text{H}}{2\pi(1000\ \text{Hz})\times(50\ \Omega)}=1.6\ \mu\text{F} \qquad L_{4(\text{actual})}=\frac{L_{4(\text{trans})}R_L}{2\pi f_{3\text{dB}}}=\frac{(0.6180\ \text{F})\times(50\ \Omega)}{2\pi(1000\ \text{Hz})}=4.9\ \text{mH}$$
$$C_{5(\text{actual})}=\frac{C_{5(\text{trans})}}{2\pi f_{3\text{dB}}R_L}=\frac{1.618\ \text{H}}{2\pi(1000\ \text{Hz})\times(50\ \Omega)}=5.1\ \mu\text{F}$$



从T形低通滤波器开始



将低通滤波器变换为高通滤波器



标定频率和阻抗来得到实际的电路

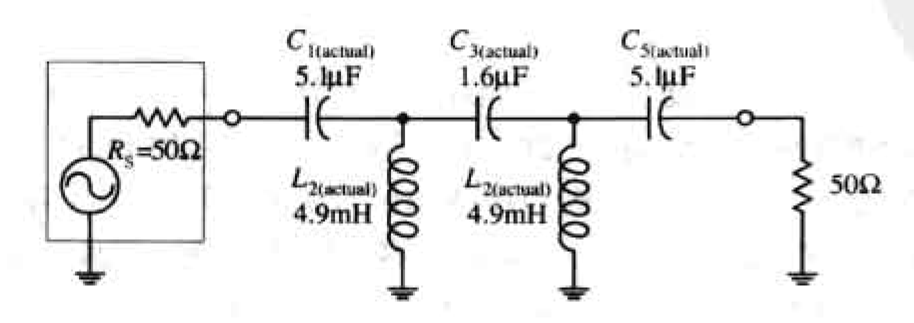


图 8.10 五阶归一化低通滤波网络

8.6 无源带通滤波器设计

带通滤波器可以分为窄带和宽带两种。两种带通滤波器的主要区别在于高通 - 3 dB频率 f_1 与低通 - 3 dB 频率 f_2 之间的比率。如果 f_2/f_1 大于 1.5,则该带通滤波器属于宽带类型,若低于 1.5,则属于窄带类型。正如下面你将看到的,设计一个宽带带通滤波器和窄带带通滤波器的程序是有区别的。

宽带滤波器设计

设计宽带带通滤波器简单来讲,将是低通和高通滤波器设计的结合。下面的例子将说明详细步骤。假定想设计一个带通滤波器,要求在 - 3 dB 点有截止频率 f_1 = 1000 Hz 和 f_2 = 3000 Hz,并且在 300 Hz 处至少有 - 45 dB 的衰减,在 9000 Hz 处衰减超过 - 25 dB,假定该信号源和负载的阻抗都是 50 Ω,则采用巴特沃思滤波器设计。

图 8.11(a)标明了所要求的基本响应。比值 f_2/f_1 = 3,比 1.5 大,故属于宽带情形。注意,图 8.11(a)怎样把低通和高通响应曲线聚集到一张图上? 假如,把响应分为低频阶段和高频阶段曲线,可得以下结果:

低通　在 3000 Hz,衰减 - 3 dB
　　　在 9000 Hz,衰减 - 25 dB
高通　在 1000 Hz,衰减 - 3 dB
　　　在 300 Hz,衰减 - 45 dB

现在可以设计宽带带通滤波器。利用上面提供的值和前面低通和高通滤波器例子中详细介绍过的设计方法来分别设计低通滤波器和高通滤波器。一旦完成后,只需简单级联低通滤波器和高通滤波器即可。最后的级联网络如图 8.11(b)所示。

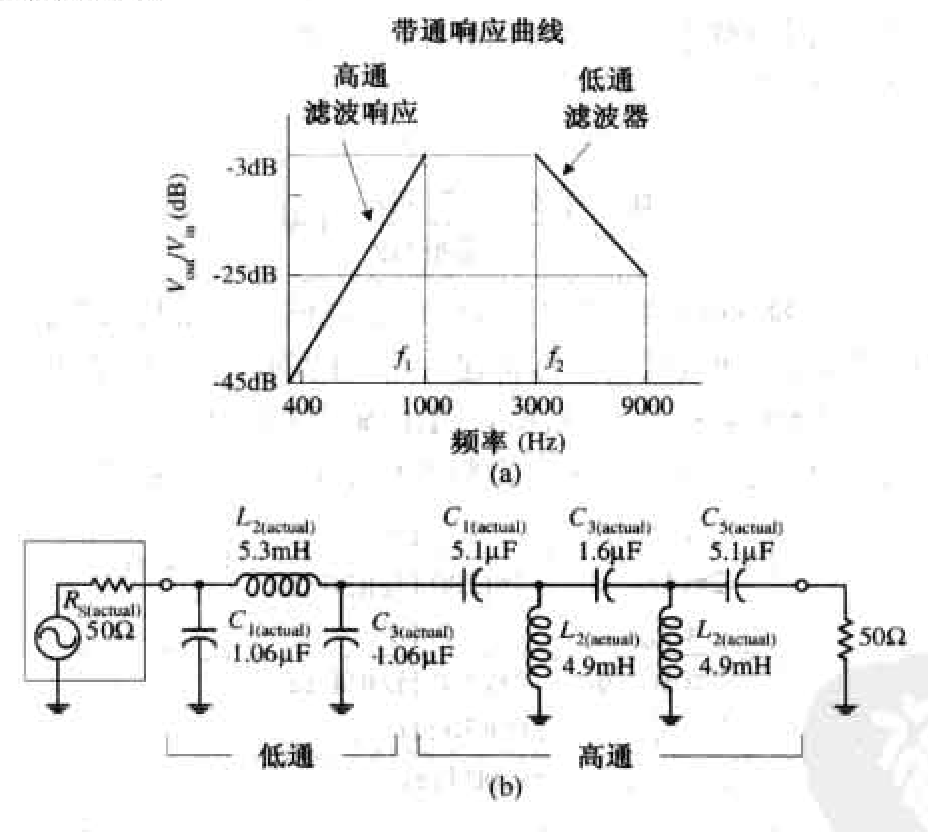


图 8.11　宽带滤波器的设计

窄带滤波器设计

窄带滤波器(f_2/f_1 < 1.5),不像宽带滤波器,不能简单地把低通和高通滤波器级联来完成。所以,必须采用一种新的设计方法与步骤。具体步骤是把带通滤波器的 - 3 dB 带宽($\Delta f_{BW} = f_2 - f_1$)变换为低通滤波器的 - 3 dB 频率 $f_{3\,db}$。同时,带通滤波器的阻带带宽变为相应的低通滤波器的阻带频率。这样,一个归一化的低通滤波器就搭建完毕了。归一化的低通滤波器搭建完毕后,必须用特殊的方法对滤波器频率进行标定以得到需要的带通滤波器(该归一化的电路也必须像前面那样进行阻抗标定)。当对归一化的低通滤波器原件进行频率标定时不要用 $\omega = 2\pi f_{3\,db}$来除,而要用低通标定值来除。相反,该归一化的低通滤波器

元件要用$2\pi(\Delta f_{BW})$来除。另外,该标定电路的支路必须与带通滤波器的中心频率 f_0 谐振,通过将另外的电感与电容并联和将另外的电容与电感串联来实现。该附加的电感和电容值用 LC 调谐方程式来确定(细节参见第 2 章):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

窄带宽带通滤波器实例

假定想设计一个在 $f_1 = 900$ Hz 和 $f_2 = 1100$ Hz 处有 -3 dB 点的带通滤波器并且在 800 Hz 和 1200 Hz 处至少有 -20 dB 衰减。假定该信号源和负载的阻抗都是 50 Ω,且用巴特沃思滤波器设计。

显然,$f_2/f_1 = 1.2$,它是小于 1.5 的,所以属于窄带滤波器设计。设计窄带带通滤波器的第一步是归一化该带通滤波器。

首先要确定中心频率:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(900\text{ Hz}) \times (1100)} = 995\text{ Hz}$$

其次,通过下列公式计算两对几何相关的阻带频率:

$$f_a f_b = f_0^2$$

$$f_a = 800\text{ Hz} \qquad f_b = \frac{f_0^2}{f_a} = \frac{(995\text{ Hz})^2}{800\text{ Hz}} = 1237\text{ Hz} \qquad f_b - f_a = 437\text{ Hz}$$

$$f_b = 1200\text{ Hz} \qquad f_a = \frac{f_0^2}{f_b} = \frac{(995\text{ Hz})^2}{1200\text{ Hz}} = 825\text{ Hz} \qquad f_b - f_a = 375\text{ Hz}$$

注意,现在事情有点复杂。对于每对阻带频率,可得到两对新的阻带频率,这是由于 f_a,f_b 与 f_0 的几何特性所决定的。从最佳特性考虑,阻带频率可选择间隔较小的一个,即 -375 Hz。

带通滤波器的陡度因子由下式求出:

$$A_S = \frac{\text{阻带带宽}}{\text{带宽}} = \frac{375\text{ Hz}}{200\text{ Hz}} = 1.88$$

接下来工作就是要设计一个在 1.88 rad/s 处至少有 -20 dB 衰减的低通巴特沃思滤波器。根据图 8.6,$n = 3$ 的曲线符合要求。所以,利用表 8.1 和其结构就可构建一个三阶的归一化低通滤波器。

然后,标定归一化低通滤波器的阻抗和频率,使其满足 50 Ω 的阻抗要求和 -3 dB 频率等于带通滤波器的带宽($\Delta f_{BW} = f_2 - f_1 = 200$ Hz)的要求。这里注意频率标定的技巧!结果如下:

$$C_{1(\text{actual})} = \frac{C_{1(\text{table})}}{2\pi(\Delta f_{BW})R_L} = \frac{1\text{ F}}{2\pi(200\text{ Hz})(50\ \Omega)} = 15.92\ \mu\text{F}$$

$$C_{3(\text{actual})} = \frac{C_{3(\text{table})}}{2\pi(\Delta f_{BW})R_L} = \frac{1\text{ F}}{2\pi(200\text{ Hz})(50\ \Omega)} = 15.92\ \mu\text{F}$$

$$L_{2(\text{actual})} = \frac{L_{2(\text{table})}R_L}{2\pi(\Delta f_{BW})} = \frac{(2\text{ H})(50\ \Omega)}{2\pi(200\text{ Hz})} = 79.6\text{ mH}$$

下面是关键的一步,即通过对电感增加串联电容和对电容增加并联电感,使该低通滤波器的各个支路都在 f_0 频率处发生谐振。用 LC 谐振方程来确定附加的元件参数:

$$L_{(\text{parallel with C1})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{1(\text{actual})}} = \frac{1}{(2\pi \times 995\text{ Hz})^2 \times (15.92\ \mu\text{F})} = 1.61\text{ mH}$$

$$L_{(\text{parallel with C3})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{3(\text{actual})}} = \frac{1}{(2\pi \times 995\text{ Hz})^2 \times (15.92\ \mu\text{F})} = 1.61\text{ mH}$$

$$C_{(\text{series with L2})} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{2(\text{actual})}} = \frac{1}{(2\pi \times 995\text{ Hz})^2 \times (79.6\text{ mH})} = 0.32\ \mu\text{F}$$

最终获得的带通电路由图 8.12 所示。

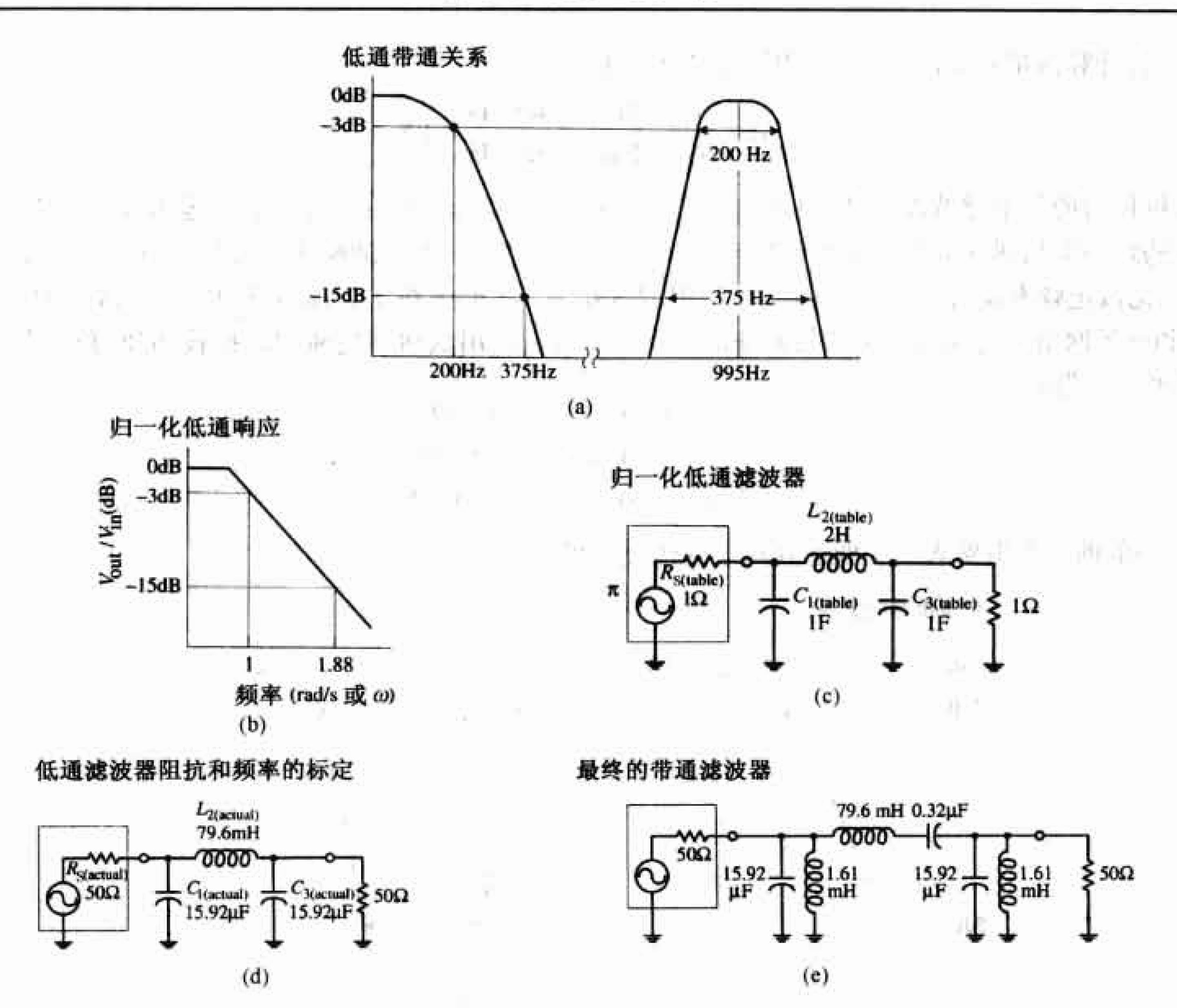


图 8.12 设计完成的带通滤波电路

8.7 无源带阻滤波器设计

为设计带阻(陷波)滤波器,可以使用类似于窄带带通滤波器例子中所使用的方法。但是,这里需要用高通滤波器来代替低通滤波器作为基本部件。方法是将带阻滤波器的 - 3 dB 带宽($\Delta f_{BW} = f_1 - f_2$)与高通滤波器的 - 3 dB 频率联系起来,将陷波滤波器的阻带带宽与高通滤波器的阻带频率联系起来。此后,就是如何构建一个归一化的高通滤波器。该滤波器要用一种特殊的方法进行频率标定——将它的所有元件值除以 $2\Delta f_{BW}$(这个电路也必须像前面那样进行阻抗标定)。与窄带带通滤波器的例子一样,也需要插入附加的串联电容到电感支路和插入附加的并联电感到电容支路,使标定后的高通滤波器的支路都谐振与该带阻滤波器的中心频率 f_0。

设计实例

假定欲设计一个阻滤波器,要求在 - 3 dB 点处的频率为 f_1 = 800 Hz 和 f_2 = 1200 Hz,且在 900 Hz 和 1100 Hz 处至少有 - 20 dB 的衰减。假定信号源和负载的阻抗都是 600 Ω,要求按巴特沃思滤波器设计。

首先,求出中心频率:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(800\ \text{Hz}) \times (1200\ \text{Hz})} = 980\ \text{Hz}$$

其次,计算两对几何相关的阻带频率:

$$f_a = 900\ \text{Hz} \qquad f_b = \frac{f_0^2}{f_a} = \frac{(980\ \text{Hz})^2}{900\ \text{Hz}} = 1067\ \text{Hz}$$

$$f_b - f_a = 1067\ \text{Hz} - 900\ \text{Hz} = 167\ \text{Hz}$$

$$f_b = 1100\ \text{Hz} \qquad f_a = \frac{f_0^2}{f_b} = \frac{(980\ \text{Hz})^2}{1100\ \text{Hz}} = 873\ \text{Hz}$$

$$f_b - f_a = 1100\ \text{Hz} - 873\ \text{Hz} = 227\ \text{Hz}$$

选择一对能提供较优特性的频率为 - 227 Hz。

然后,计算该带阻滤波器的陡度因子,它由下式给出:

$$A_s = \frac{3\text{ dB 带宽}}{\text{阻带带宽}} = \frac{400\text{ Hz}}{227\text{ Hz}} = 1.7$$

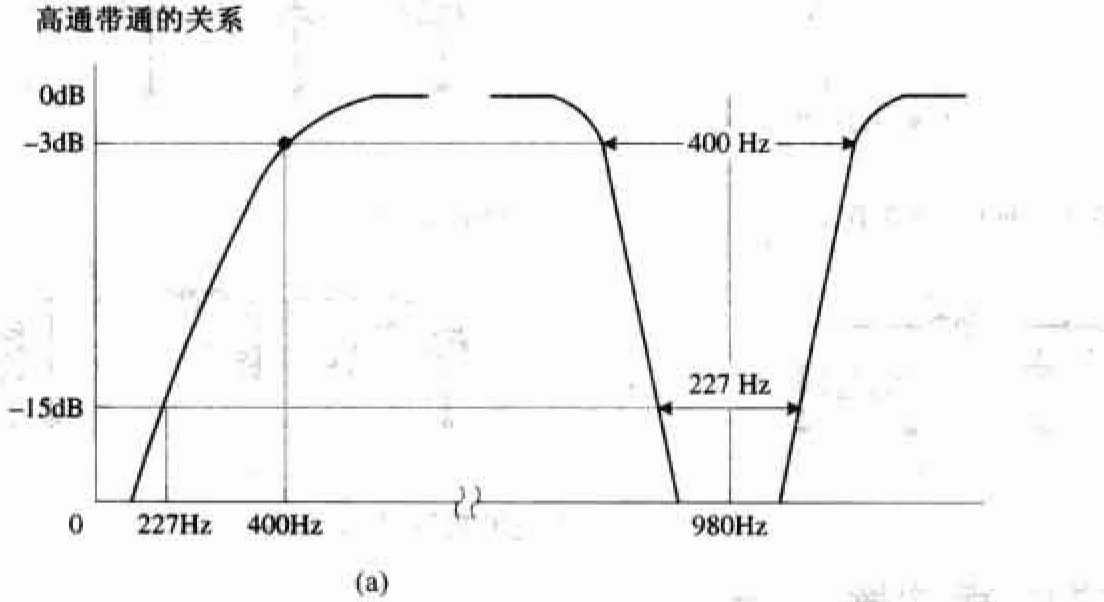
为了提供最后的带阻滤波器设计,要先把陡度因子看成高通滤波器的陡度因子。运用前面已学过的相同技巧来构建一个高通滤波器。水平地翻转该高通响应来得到一个低通响应。此后,先归一化该低通响应(将归一化截止频率设置为 1.7 rad/s),再利用图 8.6($n = 3$ 提供在 1.7 rad/s 至少 -20 dB 的衰减)、利用表 8.1和 π 形网络来完成归一化的低通滤波器设计。最后使用低通到高通的转换技巧便可得到一个归一化的高通滤波器:

$$L_{1(\text{transf})} = 1/C_{1(\text{table})} = 1/1 = 1\text{ H}$$

$$L_{3(\text{transf})} = 1/C_{3(\text{table})} = 1/1 = 1\text{ H}$$

$$C_{2(\text{transf})} = 1/L_{2(\text{table})} = 1/2 = 0.5\text{ F}$$

图 8.13 中的前三个电路表明了低通到高通的转换过程。



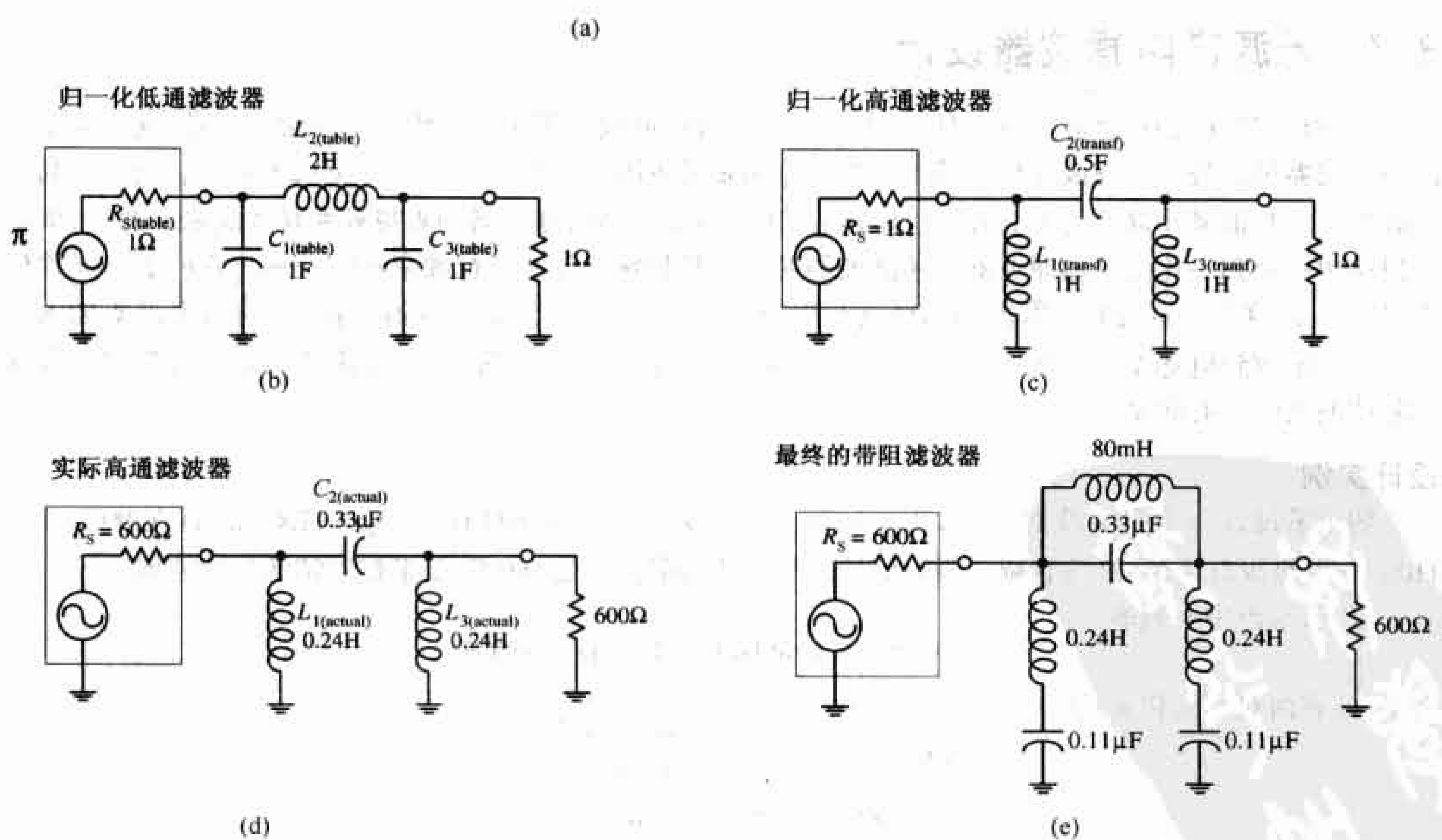


图 8.13　无源带阻器的设计

接下来进行阻抗和频率标定,需要将高通滤波器的阻抗等级标定到 600 Ω,并将 -3 dB 频率标定到带阻滤波器所需的带宽($\Delta f_{BW} = f_2 - f_1$)——在本例中它等于 400 Hz。注意频率标定技巧!结果如下:

$$L_{1(\text{actual})}=\frac{R_L L_{1(\text{transf})}}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})}=\frac{(600\ \Omega)\times(1\ \text{H})}{2\pi(400\ \text{Hz})}=0.24\ \text{H}$$

$$L_{3(\text{actual})}=\frac{R_L L_{3(\text{transf})}}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})}=\frac{(600\ \Omega)\times(1\ \text{H})}{2\pi(400\ \text{Hz})}=0.24\ \text{H}$$

$$C_{2(\text{actual})}=\frac{C_{1(\text{transf})}}{2\pi(\Delta f_{\text{BW}})R_L}=\frac{(0.5\ \text{F})}{2\pi(400\ \text{Hz})\times(600\ \Omega)}=0.33\ \mu\text{F}$$

最后，进行重要修正——通过对各个电感增加串联电容和对各个电容增加并联电感，使各支路谐振于该带阻滤波器的中心频率 f_0。附加的元件值必须满足：

$$C_{(\text{series with }L1)}=\frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{1(\text{actual})}}=\frac{1}{(2\pi\cdot 400\ \text{Hz})^2\times(0.24\ \text{H})}=0.11\ \mu\text{F}$$

$$C_{(\text{series with }L3)}=\frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{3(\text{actual})}}=\frac{1}{(2\pi\cdot 400\ \text{Hz})^2\times(0.24\ \text{H})}=0.11\ \mu\text{F}$$

$$L_{(\text{parallel with }L1)}=\frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{2(\text{actual})}}=\frac{1}{(2\pi\cdot 400\ \text{Hz})^2\times(0.33\ \mu\text{F})}=80\ \text{mH}$$

最后电路如图 8.13(e)所示。

8.8 有源滤波器设计

本节介绍基本的巴特沃思有源滤波器的设计。在本章前面已经讨论了有源滤波器设计的一些基本情况。下面将集中讨论单位增益有源滤波器的实用设计技术。本节从设计一个低通滤波器开始。

8.8.1 有源低通滤波器实例

假定欲设计一个有源低通滤波器，要求在 100 Hz 处有 -3 dB 的衰减，在 400 Hz——即截止频率 f_S 处至少有 -60 dB 的衰减。

设计该滤波器首先是归一化低通滤波器的要求。陡度因子为：

$$A_S=\frac{f_S}{f_{3\text{dB}}}=\frac{400\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}}=4$$

这意味着 f_S 的归一化位置被置于 4 rad/s，参见图 8.14 图形所示。

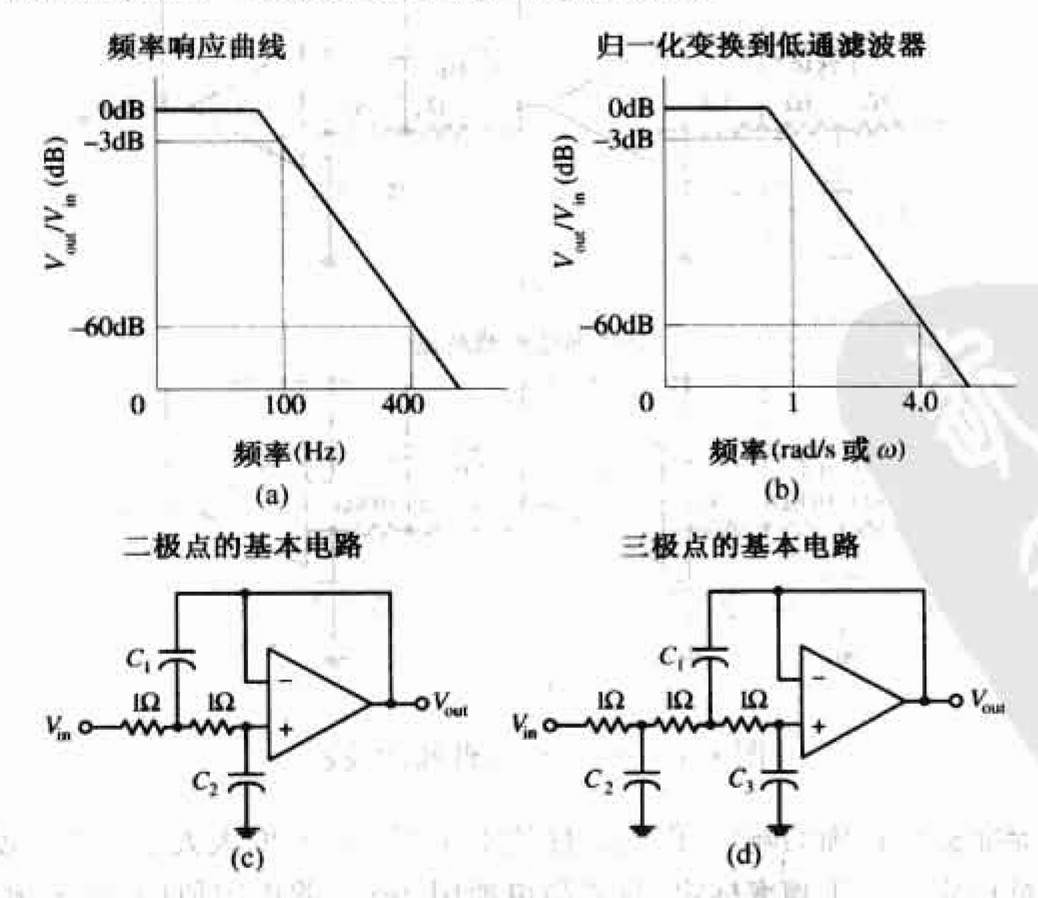


图 8.14　有源低通滤波器的设计

其次,利用图 8.6 中的巴特沃思低通滤波器响应曲线来决定所需的滤波器阶数。此例中,$n=5$ 的曲线在 4 rad/s 处提供了超过 - 60 dB 的衰减。也就是说,你需要一个五阶的滤波器。

与无源滤波器设计不同,有源滤波器设计需要用多个不同的基本归一化滤波器网络和网络元件的表格。图 8.14 给出了基本归一化滤波器网络中的两个。图 8.14(c)为二极点组件,图 8.14(d)为三极点组件。使用表 8.2,可设计一个给定阶数的巴特沃思归一化低通滤波器(滤波器手册也提供了切比雪夫滤波器和贝塞尔滤波器的表)。在这个例子中,需要五个极点,所以根据表,需要一个三极点组件和一个二极点的组件。两个组件被级联在一起。对应于级联网络的相应元件值也被列在表 8.2 中。得到的归一化低通滤波器如图 8.15 所示。

表 8.2 巴特沃思归一化有源低通滤波器的值

阶数(n)	组件数	组件	C_1	C_2	C_3
2	1	二极点	1.414	0.7071	
3	1	三极点	3.546	1.392	0.2024
4	2	二极点	1.082	0.9241	
		二极点	2.613	0.3825	
5	2	三极点	1.753	1.354	0.4214
		二极点	3.235	0.3090	
6		二极点	1.035	0.9660	
	3	二极点	1.414	0.7071	
		二极点	3.863	0.2588	
7		三极点	1.531	1.336	0.4885
	3	二极点	1.604	0.6235	
		二极点	4.493	0.2225	
8		二极点	1.020	0.9809	
	4	二极点	1.202	0.8313	
		二极点	2.000	0.5557	
		二极点	5.758	0.1950	

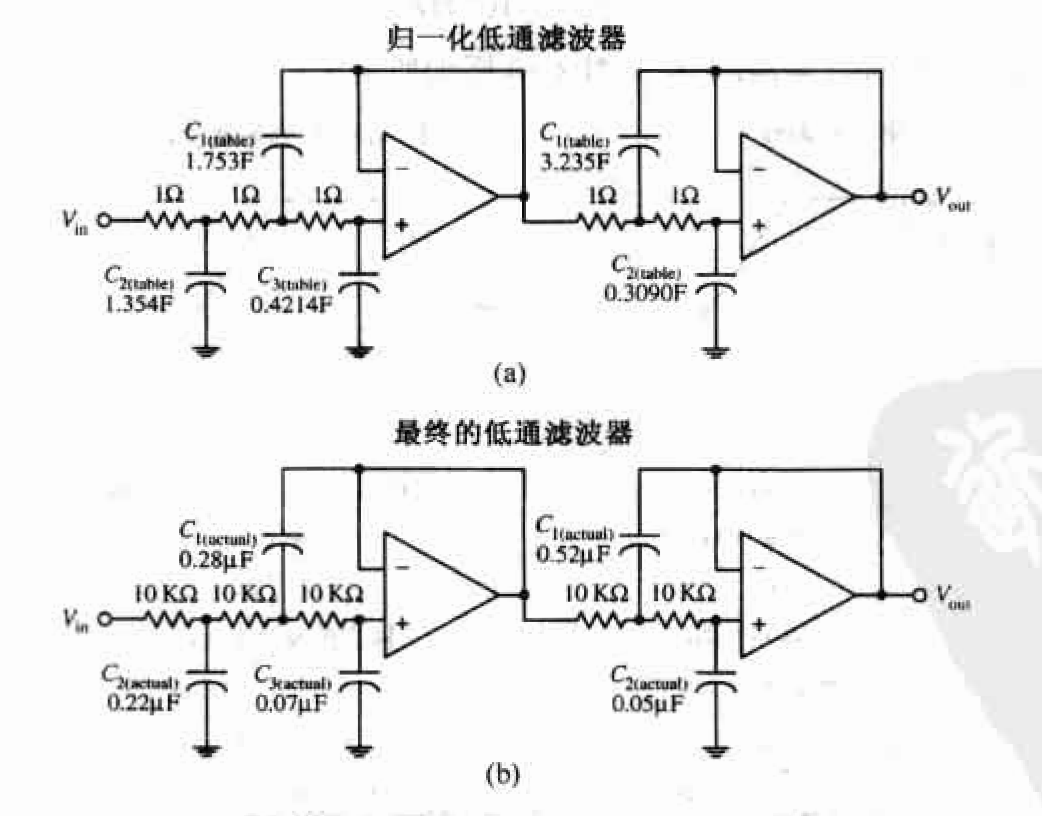


图 8.15 归一化的低通滤波器

被归一化的滤波器能提供正确的响应,但是元件值不实用——它们太大了。为了使元件值降低,必须对电路进行频率和阻抗标定。对于频率标定,只需简单地用 $2\pi f_{3\ \mathrm{db}}$除电容值即可(无须对电阻进行频率标

定——它们不是电抗元件)。在阻抗标定过程中,不必处理信号源/负载的阻抗匹配问题。相反,只需简单地将归一化滤波器电路的电阻乘以一个因数 Z,并用它除电容的值。Z 值的选取原则是使标定后的滤波器元件值更符合实际,Z 值的典型值是 10 000 Ω。最终的标定规则表示如下:

$$C_{(\text{actual})} = \frac{C_{(\text{table})}}{Z \cdot 2\pi f_{3\text{dB}}}$$

$$R_{(\text{actual})} = ZR_{(\text{table})}$$

取 Z 为 10 000 Ω,可以得到在图 8.15(b)所示的低通滤波器电路。

8.8.2 有源高通滤波器实例

设计有源高通滤波器的方法与设计无源高通滤波器方法相似。取一个普通的低通滤波器,把它变为一个高通滤波器然后对其进行频率和阻抗标定。假定你想设计一个在 -3 dB 时频率为 1000 Hz 和在 300 Hz 时衰减 50 dB 的高通滤波器。该如何做呢?

第一步就是把高通滤波器响应转换成一个归一化的低通滤波器响应,如图 8.16 所示。等效低通响应的陡度因子由下式给出:

$$A_S = \frac{f_{3\text{dB}}}{f_S} = \frac{1000\ \text{Hz}}{300\ \text{Hz}} = 3.3$$

上式表明截止频率在归一化曲线上被设定为 3.3 rad/s,在图 8.6 所示的巴特沃思响应曲线上提供的五阶($n = 5$)滤波器将满足所需的衰减响应。就像上一个例子一样,需要一个级联的三极点和二极点归一化低通滤波器,滤波器如图 8.16 所示。

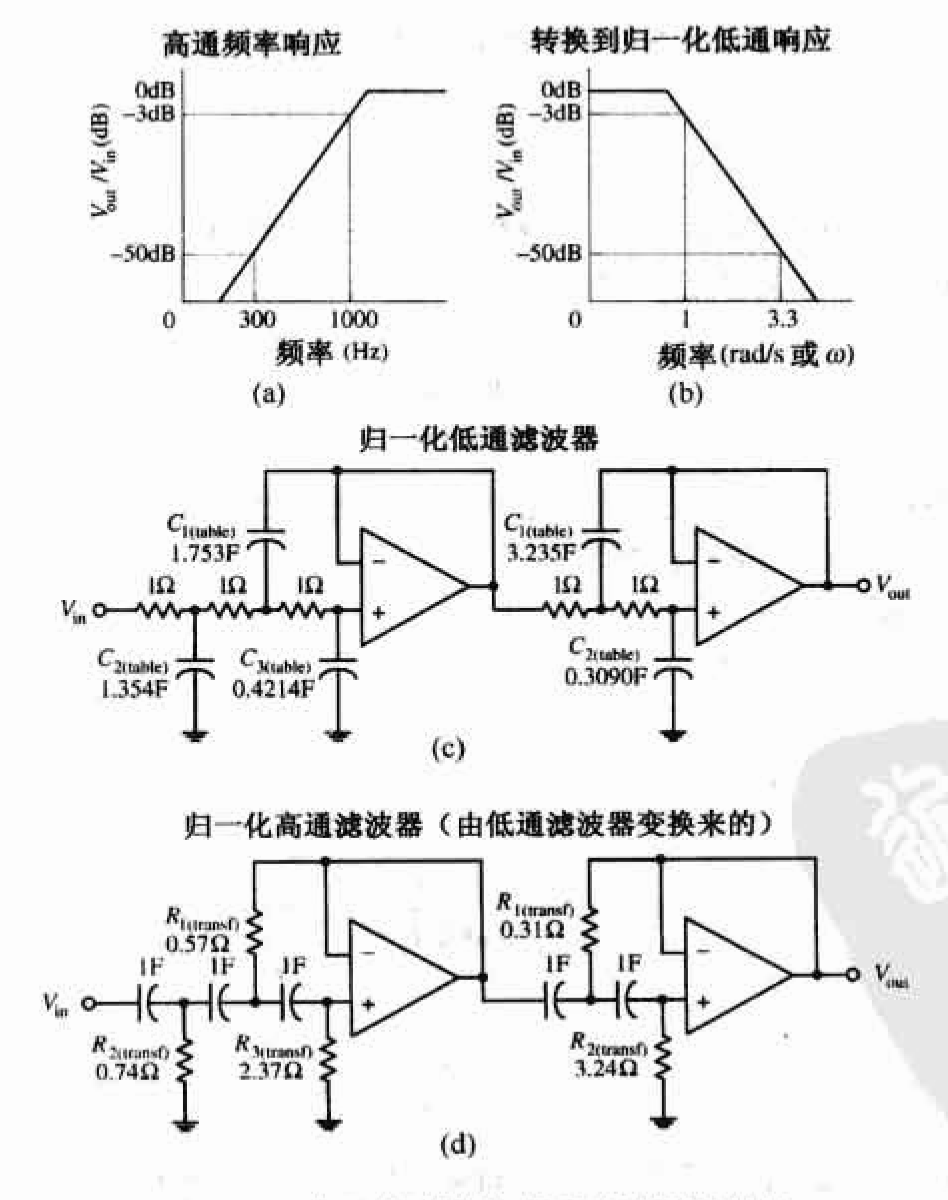


图 8.16 高通滤波器与低通滤波器的转换

第二步,将归一化的低通滤波器转换成一个归一化的高通滤波器。为了实现转换,交换电阻和电容,并取值为 $1/R$ F 的电容和值为 $1/C$ Ω 的电阻。图 8.16(d)中的电路表示了这种变换。

与上个例子中的问题一样,为了构建最终的电路,归一化的高通滤波器元件值必须进行频率和阻抗标定:

$$C_{(\mathrm{actual})} \frac{C_{(\mathrm{transf})}}{Z \cdot 2\pi f_{3\mathrm{dB}}}$$

$$R_{(\mathrm{actual})} = ZR_{(\mathrm{transf})}$$

另外,令 $Z = 10\,000\ \Omega$,最终的电路如图 8.17 所示。

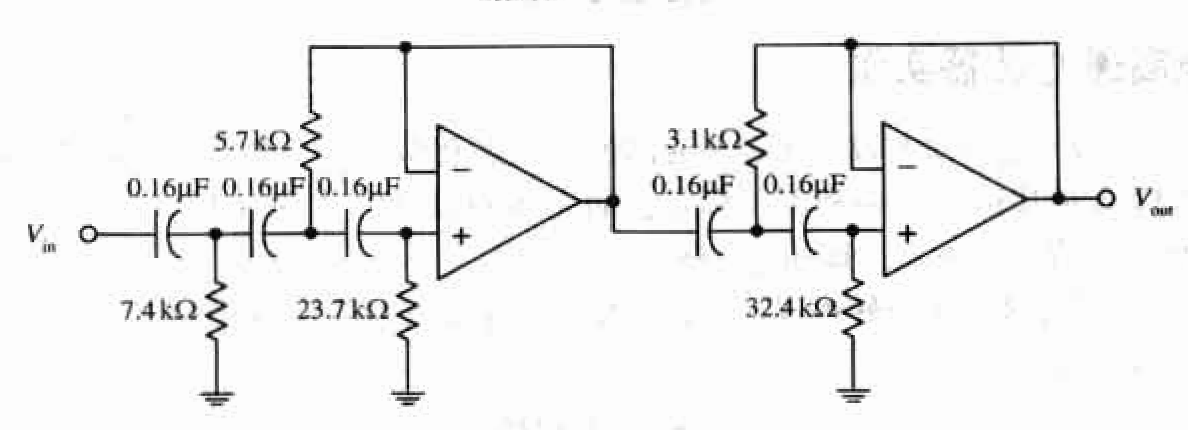


图 8.17 设计完成的高通滤波器

8.8.3 有源带通滤波器

设计有源带通滤波器,需要确定所需的是宽带的还是窄带的。如果高通 - 3 dB 频率除以低通 - 3 dB 的值大于 1.5,那么带通滤波器是宽带型的;如果小于 1.5,就是窄带型的。对于设计宽带型的带通滤波器,可以将一个高通滤波器和一个低通滤波器简单地级联起来。而设计窄带型的带通滤波器就需要一些特殊的技巧。

宽带实例

假定想设计一个带通滤波器,要求在 $f_1 = 1000$ Hz 和 $f_2 = 3000$ Hz 点有 - 3 dB 的衰减,在 300 Hz 和 10 000 Hz 处至少有 - 30 dB 的衰减,该怎么做呢?

首先,确定是宽带种类:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{3000\ \mathrm{Hz}}{1000\ \mathrm{Hz}} = 3$$

比值大于 1.5。这意味着你只需简单地把一个低通和一个高通的滤波器级联即可。为此,将带通滤波器的响应的特性可分解为低通和高通的响应的特性。

低通:在 3000 Hz 处衰减 - 3 dB

在 10 000 Hz 处衰减 - 30 dB

高通:在 1000 Hz 处衰减 - 3 dB

在 300 Hz 处衰减 - 30 dB

低通滤波器的陡度因子:

$$A_S = \frac{f_S}{f_{3\mathrm{dB}}} = \frac{10\,000\ \mathrm{Hz}}{3000\ \mathrm{Hz}} = 3.3$$

高通滤波器的陡度因子:

$$A_S = \frac{f_{3\mathrm{dB}}}{f_S} = \frac{1000\ \mathrm{Hz}}{300\ \mathrm{Hz}} = 3.3$$

上式表明,两种滤波器的归一化截止频率都在 3.3 rad/s。所以,应用图 8.6 中的响应曲线确定所需的滤波器阶数——$n = 3$ 在 3.3 rad/s 处提供超过 - 30 dB 的衰减。为了建立级联关系和归一化低通/高通滤波器,可以按照上面两个的例子的步骤进行。图 8.18(a)和(b)所示的两个电路表示出了该过程的步骤。为了构造最终的带通滤波器,还必须对归一化的带通滤波器进行频率和阻抗标定:

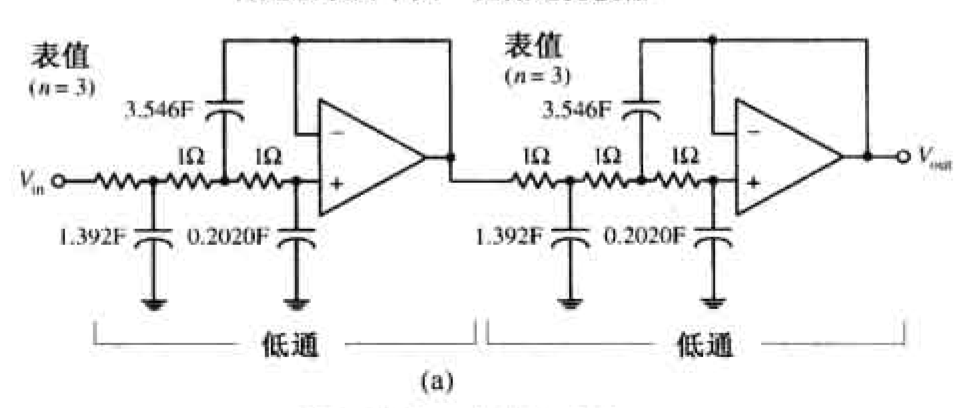
低通部分：

$$C_{(\text{actual})} = \frac{C_{\text{table}}}{Z \cdot 2\pi f_{3\text{dB}}} = \frac{C_{\text{table}}}{Z \cdot 2\pi(3000\ \text{Hz})}$$

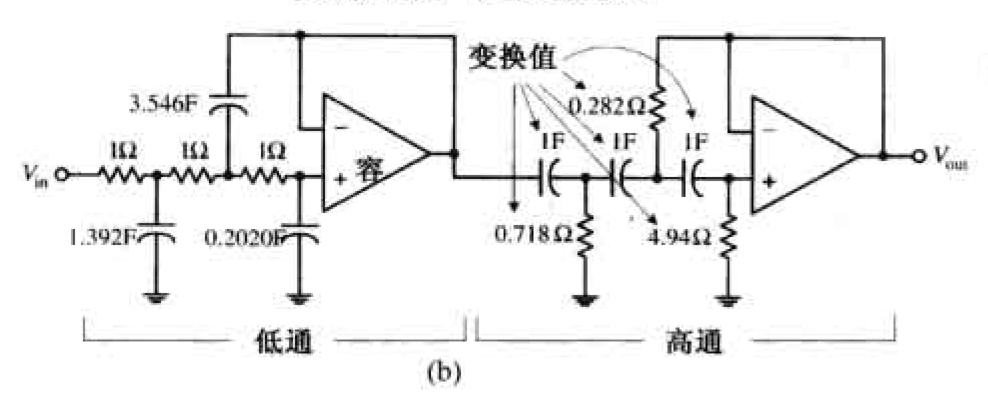
高通部分：

$$C_{(\text{actual})} = \frac{C_{\text{table}}}{Z \cdot 2\pi f_{2\text{dB}}} = \frac{C_{\text{table}}}{Z \cdot 2\pi(1000\ \text{Hz})}$$

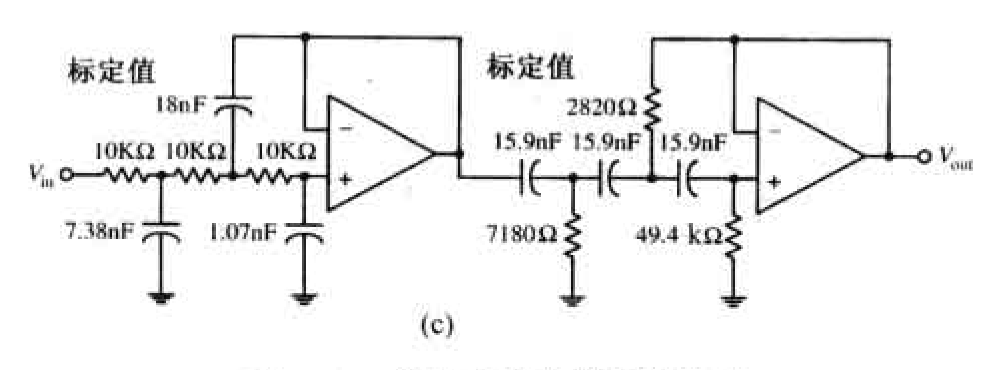
选择 $Z = 10\,000\ \Omega$ 以提供便于实现的元件标定值。在归一化电路中，电阻乘以因数 Z。最终的带通滤波器如图 8.18(c)所示。



(a)



(b)



(c)

图 8.18　设计完成的带通滤波器

窄带实例

假定欲设计一个带通滤波器，中心频率 $f_0 = 2000$ Hz，-3 dB 带宽 $\Delta f_{BW} = f_2 - f_1 = 40$ Hz。如何设计呢？因为 $f_2/f_1 = 2040\ \text{Hz}/1960\ \text{Hz} = 1.04$，所以不可能在宽带滤波器设计中使用的低通、高通级联技术。必须用一种不同的方法。下面介绍一种简单的方法。

在本例中，简单地运用了图 8.19 中的电路和一些重要的公式。

首先，求出响应的品质因素：

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{2000\ \text{Hz}}{40\ \text{Hz}} = 50$$

其次，利用下面的设计公式：

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C} \qquad R_2 = \frac{R_1}{2Q^2 - 1} \qquad R_3 = 2R_1$$

为 C 选择一个合适的值,假定为 0.01 μF,则电阻值为:

$$R_1 = \frac{50}{2\pi(2000\ \text{Hz})\times(0.01\ \mu\text{F})} = 79.6\ \text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{79.6\ \text{k}\Omega}{2\times(50)^2-1} = 400\ \Omega$$

$$R_3 = 2\times(79.6\ \text{k}\Omega) = 159\ \text{k}\Omega$$

最后的电路如图 8.19(b)所示,可用可调电阻调节 R_2 阻值。

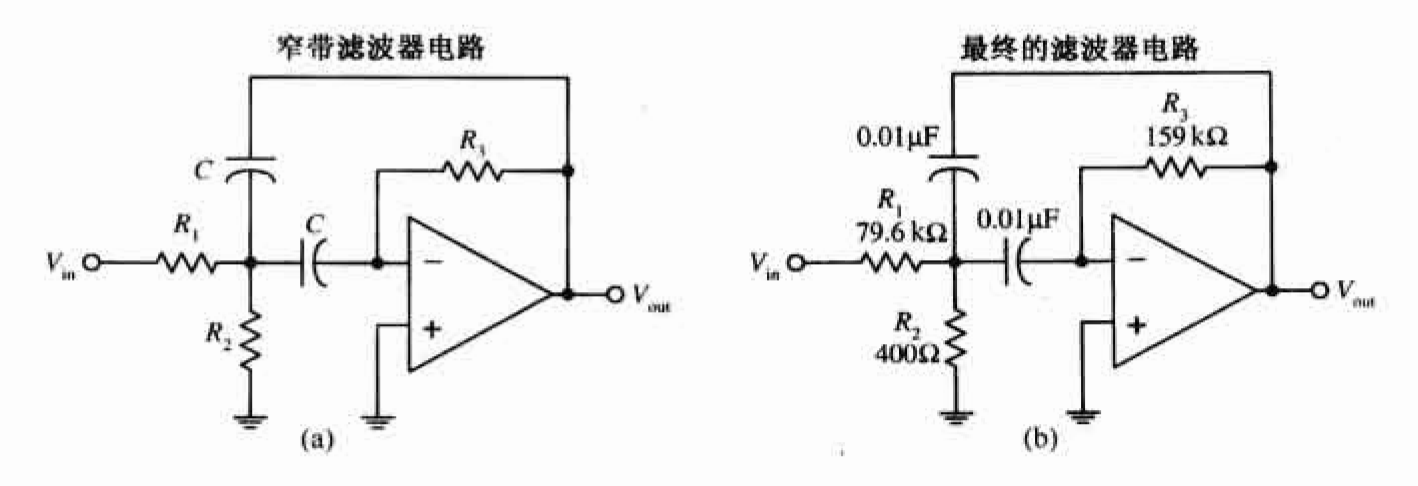


图 8.19 窄带滤波器电路

8.8.4 有源陷波滤波器

陷波滤波器也分窄带和宽带两种。如果高通 - 3 dB 频率除以低通 - 3 dB 的值大于 1.5,那么该滤波器就被称为宽带带阻滤波器,否则就称为窄带带阻滤波器。

宽带带阻滤波器

对于设计一个宽带带阻滤波器,可以简单地将一个高通滤波器和一个低通滤波器级联起来。如图 8.20所示。

宽带带阻滤波器的基本电路

图 8.20 将一个高通滤波器和一个低通滤波器级联

例如,你需要一个带阻滤波器,要求在 - 3 dB 点的频率为 500 Hz 和 5000 Hz,且在 1000 Hz 和 2500 Hz 时至少衰减 - 15 dB 的陷波滤波器,简单地级联一个低通滤波器和高通滤波器即可。具体响应特性分别为:

低通滤波器,响应为:在 500 Hz 处衰减 3 dB

在 1000 Hz 处衰减 15 dB

高通滤波器,响应为:在 5000 Hz 处衰减 3 dB

在 2500 Hz 处衰减 15 dB

参照前面提到的低通和高通滤波器设计过程,这两种滤波器的设计不难完成。一旦完成,把它们按图 8.20所示连接起来即可。在本电路中,通常使用 $R = 10\ \text{k}\Omega$。

窄带带阻滤波器实例

要设计一个窄带带阻滤波器($f_2/f_1 < 1.5$),常用一种双 T 形 RC 网络(参见图 8.21)。

该电路对某一特殊频率信号具有很强的抑制能力，但这种电路的 Q 值只有 1/4（回忆带阻滤波器的 Q 值由滤波器的中心频率或零点频率除以 -3 dB 带宽得到）。为了提高 Q 值，可以用图 8.22 中的有源带阻滤波器。

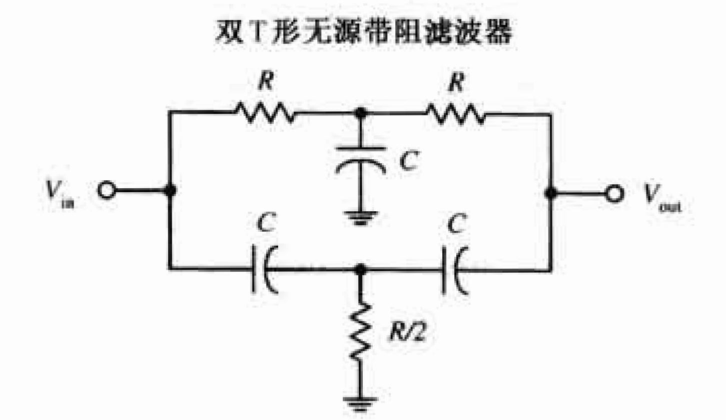


图 8.21 宽带带阻滤波器电路

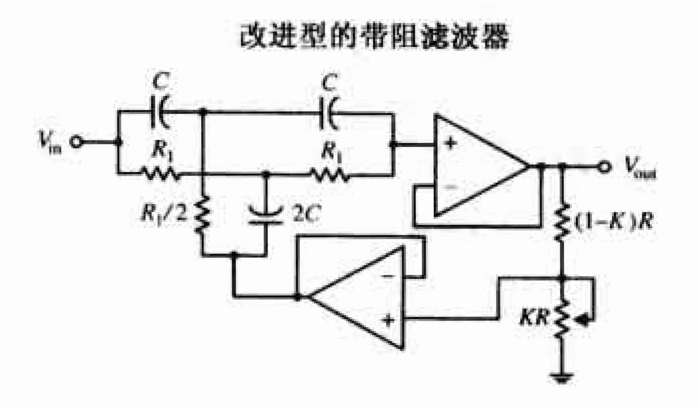


图 8.22 窄带带阻滤波器电路

就像窄带带通滤波器的例子一样，让我们简单地看看如何选择有源带阻滤波器的元件值。

假设，要设计一个中心频率为 $f_0 = 2000$ Hz，希望 -3 dB 带宽为 $\Delta f_{BW} = 100$ Hz 的带阻滤波器。为了能得到期望的响应，按下面步骤进行：首先决定 Q 的值。

$$Q = \frac{\text{“带阻”频率}}{-3\ \text{dB带宽}} = \frac{f_0}{\Delta f_{BW}} = \frac{2000\ \text{Hz}}{100\ \text{Hz}} = 20$$

有源滤波器的元件可使用

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} \qquad \text{和} \qquad K = \frac{4Q-1}{4Q}$$

现在，选择 R 和 C 的值。设 $R = 10\ \text{k}\Omega$ 和 $C = 0.01\ \mu\text{F}$，接着解出 R_1 和 K：

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi(2000\ \text{Hz})\times(0.01\ \mu\text{F})} = 7961\ \Omega$$

$$K = \frac{4Q-1}{4Q} = \frac{4\times(20)-1}{4\times(20)} = 0.9875$$

用这些值代入图 8.22 的电路。注意图中电位器用于细调电路。

8.9 集成滤波器电路

许多集成滤波器电路可以在市场上买到。集成滤波器电路主要包括状态变量集成滤波器电路和开关电容集成滤波器电路两种类型。这两种集成滤波器电路可以实现前面各小节中描述过的二阶函数。为了设计高阶滤波器，可以将多个这样的集成电路级联在一起。通常，设计滤波器集成电路只需几个电阻。集成电路滤波器具有应用上的多功能性、设计上的方便性、特性上的精确性和成本上的低廉性。尤其是，在大部分应用中，频率和选择性因数可以进行独立调节。

状态变量滤波器集成电路的例子是由（美国）国家半导体公司制造的 AF100 芯片。它可以提供低通、高通、带通和带阻滤波器的功能（参见图 8.23）。不像本章前面介绍过的滤波器，该状态变量滤波器可以提供电压增益。

AF100 集成芯片的低通增益是由电阻 R_1 和 R_{in}（增益 $= -R_1/R_{in}$）设定的，而高通滤波器的增益是由电阻 R_2 和 R_{in}（增益 $= -R_2/R_{in}$，负号表明输出信号与输入信号是反相的。）设定的。设定带通和陷波滤波器的增益有点复杂。其他参数，例如 Q 值，可以通过厂商提供的设计公式来求。一本好的滤波器设计手册将详细描述状态变量滤波器并会提供必要的设计公式。另外，还可以查阅电子器件手册，了解其他状态变量滤波器集成电路。

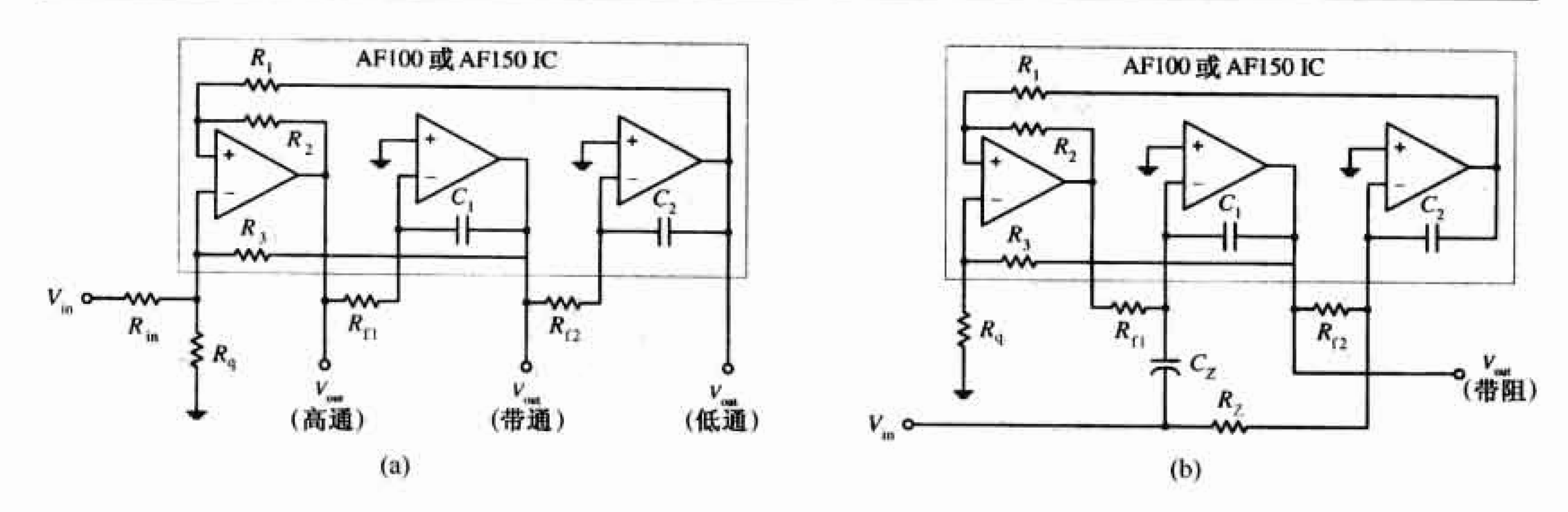


图 8.23 集成滤波器电路

开关电容滤波器在功能上类似于已经论述过的其他滤波器。然而,开关电容滤波器并不通过外接电阻来获得所需要的性能,而是使用高频电容开关网络技术。该电容开关网络的作用类似于其电阻值随外部时钟电压的频率改变而改变的电阻器。时钟信号的频率决定了何种频率可以通过,何种频率不能通过。如果你想设计通过数字电路来改变参数的滤波器,通常,滤波器的驱动可采用数字时钟信号,这一特性很有用。开关电容集成电路的一个例子是(美国)国家半导体公司的 MF5(参见图 8.24)。通过外接少量的电阻、电源和时钟信号,就能设计出具有低通、高通和带通功能的滤波器。另外,像状态变量集成电路一样,厂商也会提供选择电阻和时钟信号频率必需的公式。

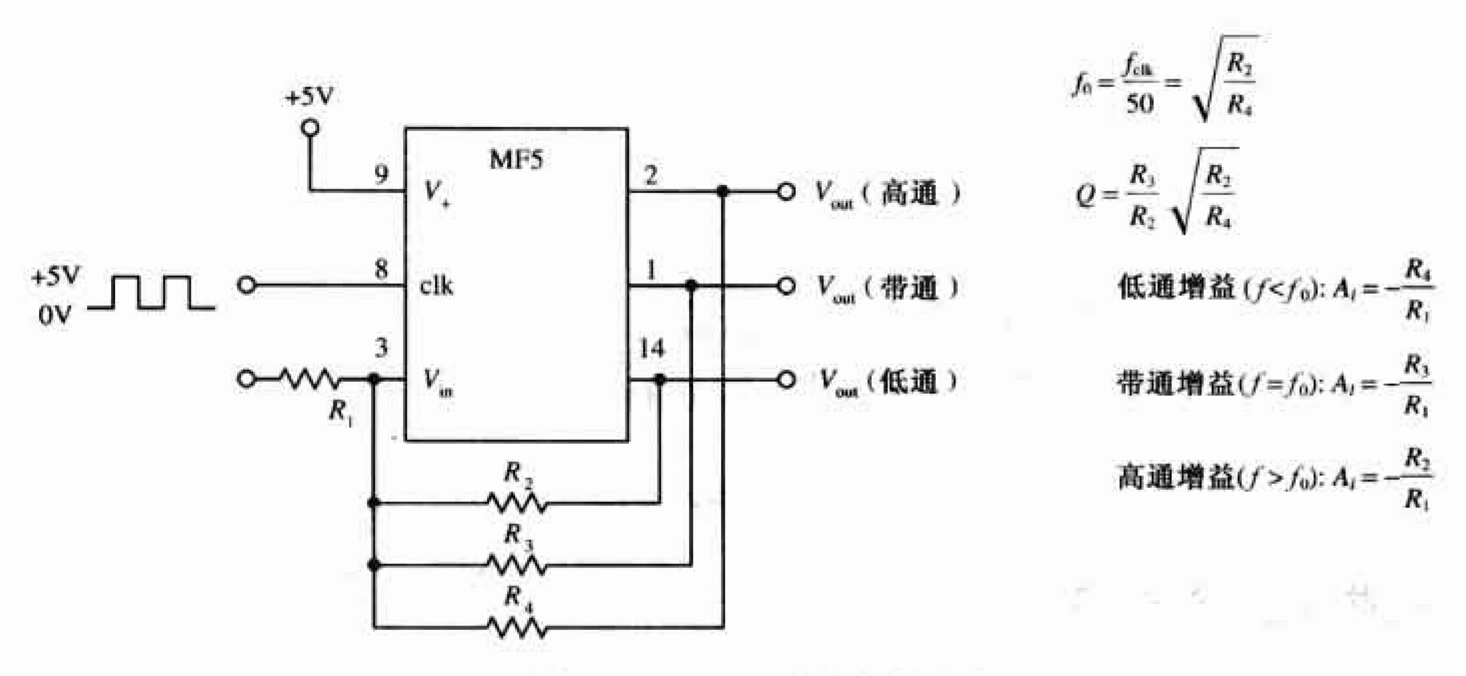


图 8.24 MF5 开关电容滤波器

开关电容滤波器具有不同的阶数。例如,MF4 是一个四阶巴特沃思低通滤波器,而 MF6 是一个六阶低通巴特沃思滤波器,它们都是由(美国)国家半导体公司生产的。这两种集成电路有统一的通带增益且不需要外部元件,但它们都要求一个时钟输入。除了这些,还有许多各种各样的开关电容滤波器,由不同的厂商制造,请查看产品目录。

注意,用在开关电容滤波器上的周期性时钟信号可能在输出信号里产生大量的噪声(大约在 10 ~ 25 mV 之间)。一般情况下不必太在意,因为该噪声的频率(与时钟频率相当)远离我们所关心的信号带宽。通常,用简单的 RC 滤波器就可解决这一问题。

第9章　振荡器和定时器

实际上，在每种电子仪器内部都有一些某种类型的振荡器。振荡器用来产生所需形状、频率和幅值的周期性波形，用于驱动其他电路。通常，激励电路可能需要的波形有脉冲波、正弦波、方波、锯齿波或三角波形(如图 9.1 所示)。

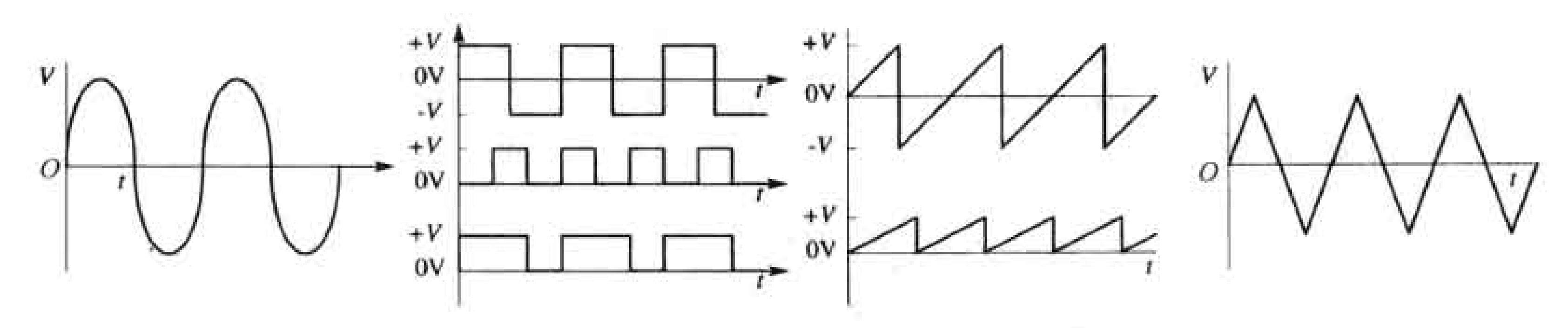


图 9.1　激励电路的常用波形

在数字电路中，方波振荡器，也称时钟振荡器，用来驱动通过逻辑门的信息位，且时钟频率决定了信息位通过逻辑门和触发器的速率。在无线电电路中，高频正弦波振荡器用来产生载波，以运载经编码的信息。载波的调制同样也需要振荡器。在示波器里，锯齿波发生器用来产生电子束水平扫描的基线。振荡器也被用在合成电路、计算器、定时电路和 LED/闪光灯电路中。它的应用还远远不止这些。

良好的振荡电路的设计过程是相当复杂的，可选择的设计方案多种多样，同时，也会涉及多种设计技术。不同的设计利用不同的定时方案(例如，RC 充/放电循环电路、LC 谐振储能电路、石英晶体)，并且每个方案都是针对某一个特定应用的。有些设计结构简单，但频率稳定性有限。有的设计可能在某一频率范围内有更好的稳定性，但是在该频率范围之外稳定性就很差。振荡器产生的波形是设计时必须考虑的一个因素。

本章主要讨论几种振荡器，例如 RC 间歇振荡器、文式电桥振荡器、LC 振荡器和晶体管振荡器，同时也简要介绍一下当今流行的集成振荡器。

9.1　RC 间歇振荡器

或许 RC 间歇振荡器是最容易设计的振荡器，可以通过下列原理来解释它的振荡过程：首先电容通过电阻充电，当电容电压达到某一门限电压时电容迅速放电，而电容上的电压放到一定程度时，电容又开始充电。就这样，这种循环周而复始。通常使用带正反馈的放大器来控制电容的充/放电循环。放大器就像一个充/放电开关(通过门限电压触发)而且也提供振荡器所需的增益。图 9.2 所示的为一个简单的运算放大器间歇振荡器。

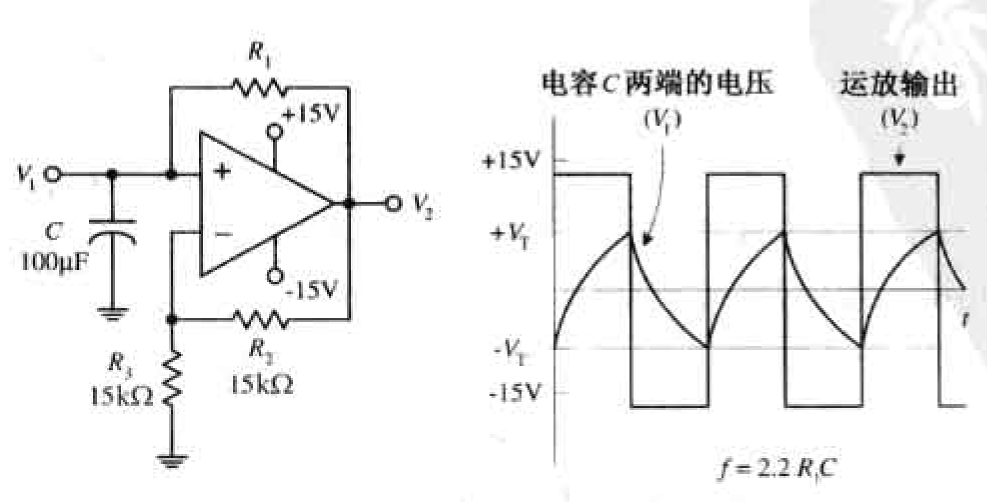


图 9.2　简单的方波间歇振荡器

假设,电源开启时,运算放大器的输出接近正饱和(假设输出达到负饱和也一样——详见第7章)。电容将向逼近运算放大器的正电源电压(大约+15 V)开始充电,充电时间常数为 R_1C。当电容的电压达到门限电压时,运算放大器的输出端将迅速转向负饱和(大约 -15 V)。该门限电压为运算放大器的反相输入端电压,即

$$V_T = \frac{R_3}{R_3+R_2} = \frac{15\ \text{k}\Omega}{15\ \text{k}\Omega + 15\ \text{k}\Omega} \times (+15\text{V}) = +7.5\text{V}$$

此时门限电压被分压器设在 -7.5 V。电容朝负饱和方向放电,直到 -7.5 V,它的放电时间常数同样也是 R_1C。这时,运算放大器的输出又回到正饱和电压。循环一直持续下去,周期为 $2.2R_1C$。

图9.3是另外一个间歇振荡器,它产生锯齿波形。和前面的振荡器不同,该电路类似于运算放大器积分器网络——反馈环中的PUT(可编程单结型晶体管)除外。PUT是使该电路振荡的关键组件。下面简单介绍一下该电路的工作原理。

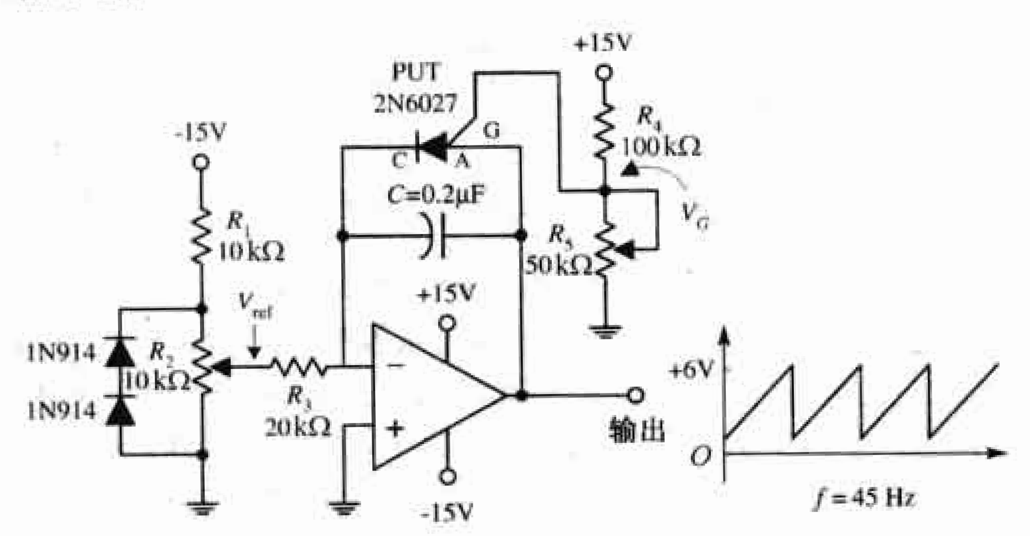


图9.3 简单的锯齿波发生器

其振荡频率为:

$$f \approx \frac{V_{ref}}{R_3C}\left(\frac{1}{V_P - 0.5\text{V}}\right)$$

首先,假设图9.3所示电路中未包含PUT。这样,该电路将相当于一个简单的积分电路。当一个负电压施加于反相输入端(-)时,电容器将按线性速率充电达到正饱和电压(+15 V)。输出信号将仅产生一次斜波电压,不会产生重复的三角波。为了产生重复的波形,必须采用PUT元件。PUT起到有源开关的作用,使电路起振。其特性为:当正负极间电压比栅压大时,PUT导通(正极到负极导通),并将保持导通直到通过它的电流下降到最低的维持电流为止。在图9.3电路中,在输出电压到达 V_p 时,PUT导通,迅速地使电容放电,输出电压下降;当电容器放电到一定程度,PUT关闭,输出又增加。如此循环反复。PUT的电压通过电阻 R_4 和 R_5 分压设定。电阻 R_1 和 R_2 分压设定反相输入端的基准电压。当调节 R_2 来改变频率时,二极管可起到稳定 R_2 两端电压的作用。输出电压的幅度由 R_4 决定,输出频率为(PUT的典型压降值是0.5 V)。

图9.4为简单的双运算放大器电路,可产生三角波和方波。该电路是三角波发生器和比较器的级联组合。

图9.4所示的运算放大器是一个比较器——它被接成正反馈。若该运算放大器的输入端电压有稍微的变化,输出电压 V_2 将趋于正饱和或者负饱和。为了便于讨论,假定此时运算放大器趋向正饱和。它将保持饱和状态直到同相输入端(+)电压下降到低于负门限电压($-V_T$)为止,此时 V_2 将趋于负饱和电压。门限电压为

$$V_T = \frac{V_{sat}}{(R_3 - R_2)}$$

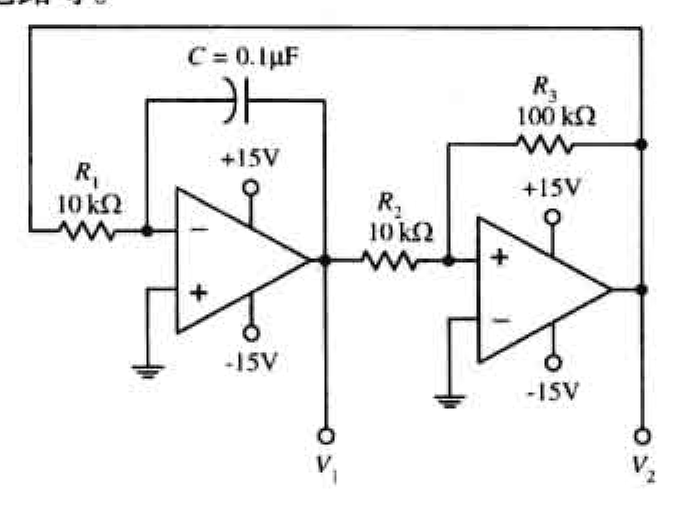
这里 V_{sat} 为1 V左右,比运算放大器的电源电压低得多(参见第7章)。这里,比较器和斜波发生器(图9.4中的第一个运算放大器)级联使用。斜波发生器的输出端和比较器的输入端相连,同时它的输出反馈到斜

波发生器的输入端。每次斜波电压达到门限电压，比较器就会改变状态，从而引起振荡。输出波形的周期由时间常数 R_1C、饱和电压和门限电压确定：

$$T = \frac{4V_T}{V_{sat}} R_1C$$

频率为 $1/T$。

显然，运算放大器并不是构建间歇振荡器唯一有效的器件。也可用其他器件来替代，例如晶体管和数字逻辑电路等。



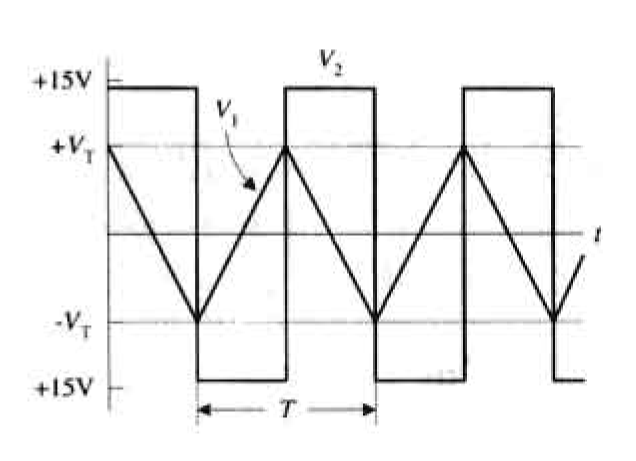
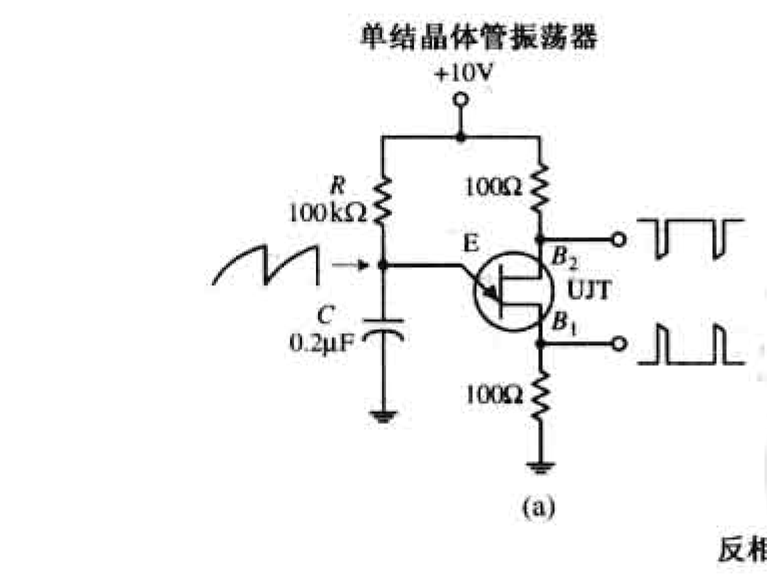


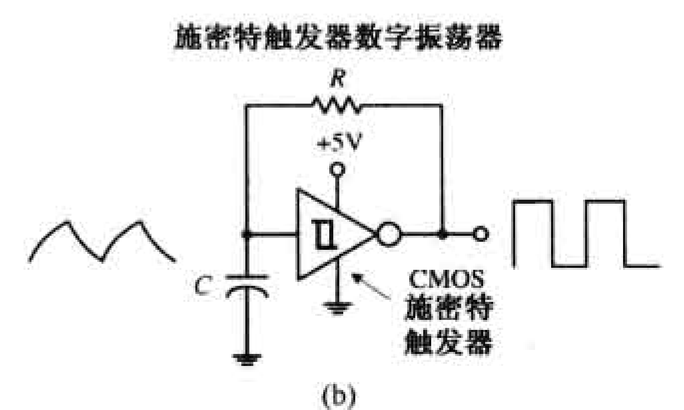
图 9.4　简单的三角波/方波发生器

图 9.5(a)是用单结晶体管(UJT)、电阻和电容构成的间歇振荡器，它可以产生三种不同的输出波形。在工作期间，开始时电容 C 通过电阻 R 充电，直到发射极的电压达到 UJT 的触发电压。一旦该电压大于触发电压，E 极到 B_1 极间的电导率迅速增大，电容的放电电流流经发射区－基区然后到地。这样，电容 C 将迅速失去它的电荷，并且发射极电压会忽然低于触发电压。此后，重复同样的循环。该过程所产生的波形显示在该图中。其振荡频率为

$$f = \frac{1}{R_EC_E\ln[1/(1-\eta)]}$$

式中的 η 是 UJT 的固有分压比，其值一般为 0.5 左右。详见第 4 章。





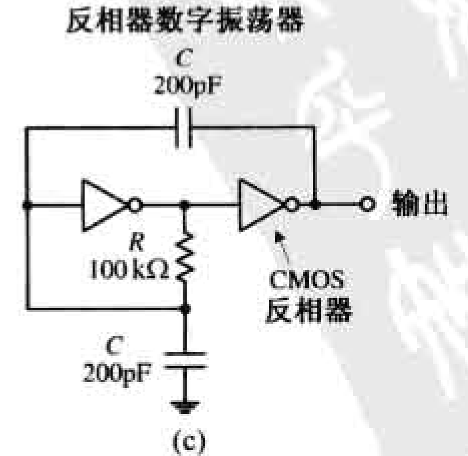


图 9.5　几种常见的振荡电路

这里举一个简单的间歇振荡器例子[参见图 9.5(b)],它是由施密特触发器集成电路和一个 RC 网络构成的(施密特触发器用来将缓慢变化的输入波形转换为急剧变化的无抖动输出波形,参见第 12章)。当电路接通电源时,电容 C 的电压为 0 V,反相器的输出为高电平(+5 V)。电容开始通过电阻 R 充电,向输出电压值逼近。当电容电压达到反相器的正相门限电压(例如,1.7 V),反相器的输出电压降低(0 V)。由于输出电压下降,电容 C 放电并趋向 0 V。当电容电压降低到反相器的负向门限电压(例如,0.9 V),反相器的输出将变为高电平。重复这样的循环。开/关时间由正相和负相门限电压和 RC 时间常数确定。

第三个例子是用一对 CMOS 反相器构建一个简单的方波 RC 间歇振荡器[参见图 9.5(c)]。电路可工作在 4 ~ 18 V 电压之间。振荡器频率为

$$f=\frac{1}{4\pi\sqrt{2RC}}$$

调节 R 就可改变频率。CMOS 反相器的讨论将留在第 12 章。

在本节所讲述的全部间歇振荡器都是相对容易制作的。此外,有一种更容易的方法来产生基本波形。这个方法就是使用专用集成电路,常用的方波发生器芯片是 555 定时器,它是由电阻和电容设置的。

9.2 555 定时器

555 定时器是一种极其有用且非常精确的定时器,它既能作为定时器使用,也可作为振荡器使用。作为定时器,最常见的为单稳态模式,555 集成电路能方便地产生单脉冲。当在触发端加上触发电压时,该芯片将输出单个矩形波,波形宽度由外部的 RC 电路决定。作为振荡器,最常见的是非稳态模式,555 集成电路可以产生方波输出,波形(脉宽、频率等)可通过两个外部的 RC 充/放电电路调整。

555 定时器使用方便(仅需要几个元件和简单的运算),价格便宜,并可用在许多场合。例如,借助于 555 集成电路,可以制作数字时钟发生器、LED 发光电路、语音电路(报警器、节拍器等)、单脉冲定时器电路、自由摆动开关、三角波发生器、分频器,等等。

9.2.1 555 的工作原理(非稳态运用)

图 9.6 是典型 555 定时电路简化框图。整个电路(包括外部元件)组成一个非稳态振荡电路。

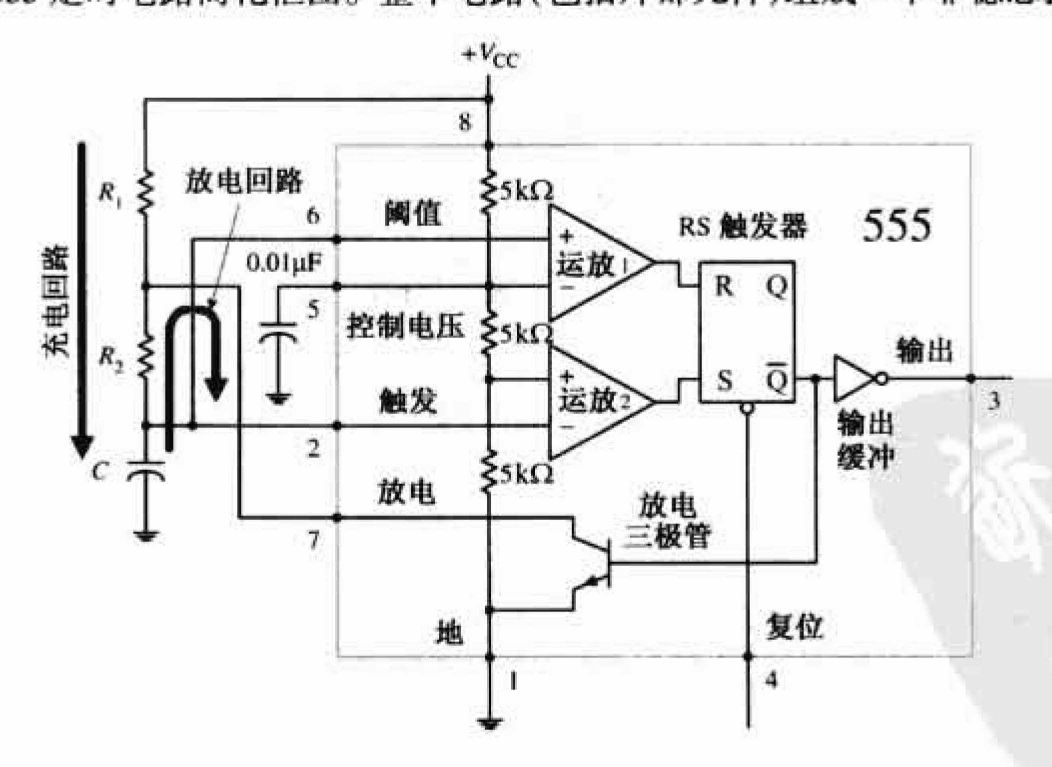


图 9.6 典型 555 定时电路

555 定时器的名字是由图 9.6 中的 3 个 5 kΩ 电阻而来,这些电阻在电源电压(V_{CC})和地之间充当一个三级分压器的作用。最底部的 5 kΩ 电阻的上端(接比较器 2 的同相输入端)电压为 1/3 V_{CC},中间的 5 kΩ 电阻的上端(接比较器 2 的反相输入端)电压为 2/3 V_{CC}。两个比较器输出端的电平高、低,取决于它们输入端的模拟

电压。如果比较器的同相端的电压比反相端的电压高，那么它的输出逻辑电平为高；否则，输出逻辑电平为低。比较器的输出送往 RS 触发器的输入端。触发器的输出由 RS 输入端的电压状态决定(参见第 12章)。

第 1 脚(接地端)，IC 接地端。

第 2 脚(触发端)，输入到比较器 2，用来设置触发翻转。当第 2 脚的电压低于 $1/3V_{CC}$时，比较器转为高电平，触发器置位。

第 3 脚(输出端)，555 的输出端，由一个反相缓冲器(可以吸收或发出大约 200 mA 电流)驱动。输出电流决定输出电平，电压大约为 $V_{out(high)} = V_{CC} - 1.5$ V 和 $V_{out(low)} = 0.1$ V。

第 4 脚(复位端)，低电平复位，该端输入低电平时，强迫 $\overline{Q}$ 为高电平，于是 3 脚(输出端)为低。

第 5 脚(控制端)，通常连接一个 0.01 μF 旁路电容(该电容可以消除电源噪声)后接地。如果需要的话，可通过外加电压将设置一个新的触发电平，让它超过 $2/3V_{CC}$。

第 6 脚(阈值端)，接比较器 1 的同相输入，用来复位触发器。当第 6 脚的电压超过 $2/3V_{CC}$时，比较器输出为高电平，对触发器复位。

第 7 脚(放电端)，连接到 NPN 型集电极开路的晶体管的集电极。当 $\overline{Q}$ 为高电平(3 脚为低电平)时，第 7 脚与地短接，使连接在第 7 脚的电容放电。

第 8 脚(电源端 V_{CC})，对于通用的 TTL555 定时器，电源电压典型值在 4.5 ~ 16 V 之间(对于 CMOS 类型，电源电压可能低到 1 V)。

在非稳态振荡电路中，系统刚接通电源时，电容尚未充电，第 2 脚上的电压为 0 V，导致比较器 2 输出为高电平，使触发器置位，即 $\overline{Q}$ 为低电平。此时，555 的输出为高电平(反相缓冲器的结果)。另外，$\overline{Q}$ 为低电平使放电三极管截止，使 V_{CC}通过 R_1 和 R_2 向电容 C 充电。当电容电压超过 $1/3V_{CC}$，使比较器 2 输出为低电平，RS 触发器被复位，导致 $\overline{Q}$ 为高电平，555 输出为低电平。同时，放电晶体管导通，第 7 脚短路接地，电容 C 通过 R_2 放电。当电容上电压下降到低于 $1/3V_{CC}$时，比较器 2 输出跳转为高电平，触发器置位且使 $\overline{Q}$ 为低电平时，555 输出为高电平，为低电平时，晶体管截止，允许电容再次充电。这样，循环周而复始，输出便为方波，方波幅值大约是 $V_{CC} - 1.5$ V，方波周期由 C，R_1 和 R_2 确定。

9.2.2 基本的无稳态应用

若 555 被置位在无稳态模式下，它就没有稳定的状态，输出上下翻转。V_{out}保持为低电平(大约 0.1 V)的时间，由时间常数 R_1C_1、电压值 $1/3V_{CC}$和 $2/3V_{CC}$确定；输出 V_{out} 保持高电平(大约 $V_{CC} - 1.5$ V)的时间，则由时间常数$(R_1 + R_2)C_1$ 和上述两个电压值确定。当做一些基本的计算之后，就可推导出两个有用的表达式：

$$t_{low} = 0.693R_2C_1$$

$$t_{high} = 0.693(R_1 + R_2)C_1$$

占空比，即输出高电平时间与周期的比值，由下式可得：

$$占空比 = \frac{t_{high}}{t_{high} + t_{low}}$$

输出波形的频率：

$$f = \frac{1}{t_{high} + t_{low}} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C_1}$$

为了运行可靠，电阻取值应该大约在 100 kΩ ~ 14 MΩ 之间，而定时电容应该在 100 pF ~ 1000 μF 之间。图 9.7 给出了频率与元件值的关系示意图。

该电路的问题是没法获得小于 0.5(或者等于 50%)的占空比。换句话说，没法使 t_{high} 比 t_{low} 短，因为 R_1C_1 的值(用来产生 t_{high})一定比$(R_1 + R_2)C_1$ 值(用于产生 t_{low})来得小。那么，如何解决这个问题呢？可在 R_2 上并联一个二极管，如图 9.8 所示。由于二极管的存在，当电容充电(产生)时，时间常数$(R_1 + R_2)C_1$ 将减少为 R_1C_1，因为充电电流经二极管，而绕过 R_2。接入二极管后，高电平和低电平的时间分别变为：

$$t_{high} = 0.693 \times (10\ k\Omega) \times (1\ \mu F) = 6.9\ ms$$
$$t_{low} = 0.693 \times (47\ k\Omega) \times (1\ \mu F) = 32.5\ ms$$
$$f = \frac{1}{6.9\ ms + 32.5\ ms} = 25\ Hz$$
$$占空比 = \frac{6.9\ ms}{6.9\ ms + 32.5\ ms} = 0.18$$
$$t_{high} = 0.693R_1C_1$$
$$t_{low} = 0.693R_2C_1$$

要产生一个占空比小于 0.5 的方波信号,我们只需使 R_1 小于 R_2 即可。

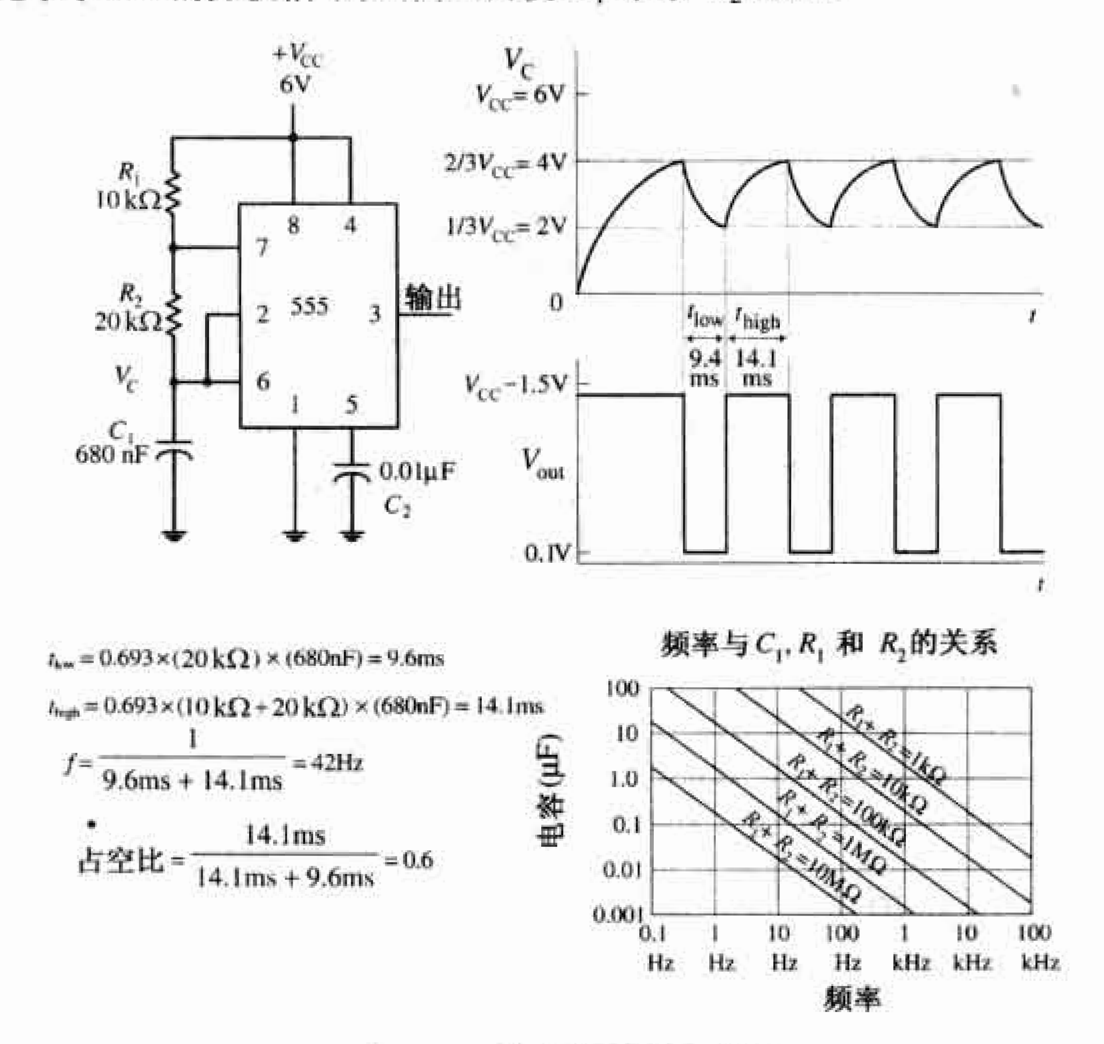


图 9.7 基本的无稳态应用

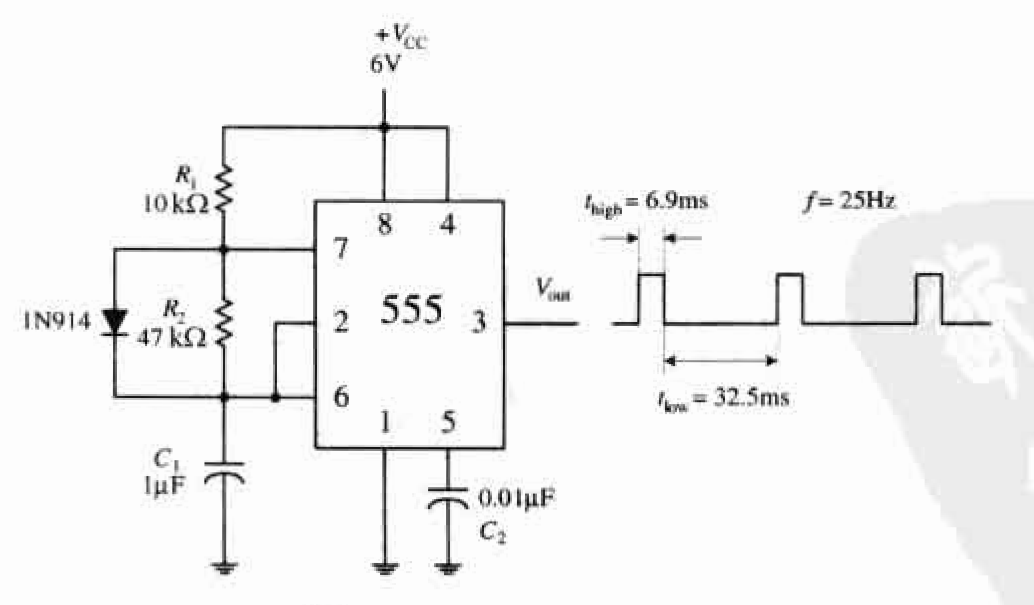


图 9.8 改进的无稳态电路

9.2.3 555 的工作原理(单稳态运用)

图 9.9 是由 555 构成的单稳态电路(单触发方式)。与非稳态方式不同,单稳态方式只有一种稳态。也就是说对于输出的翻转,需要施加外部信号。

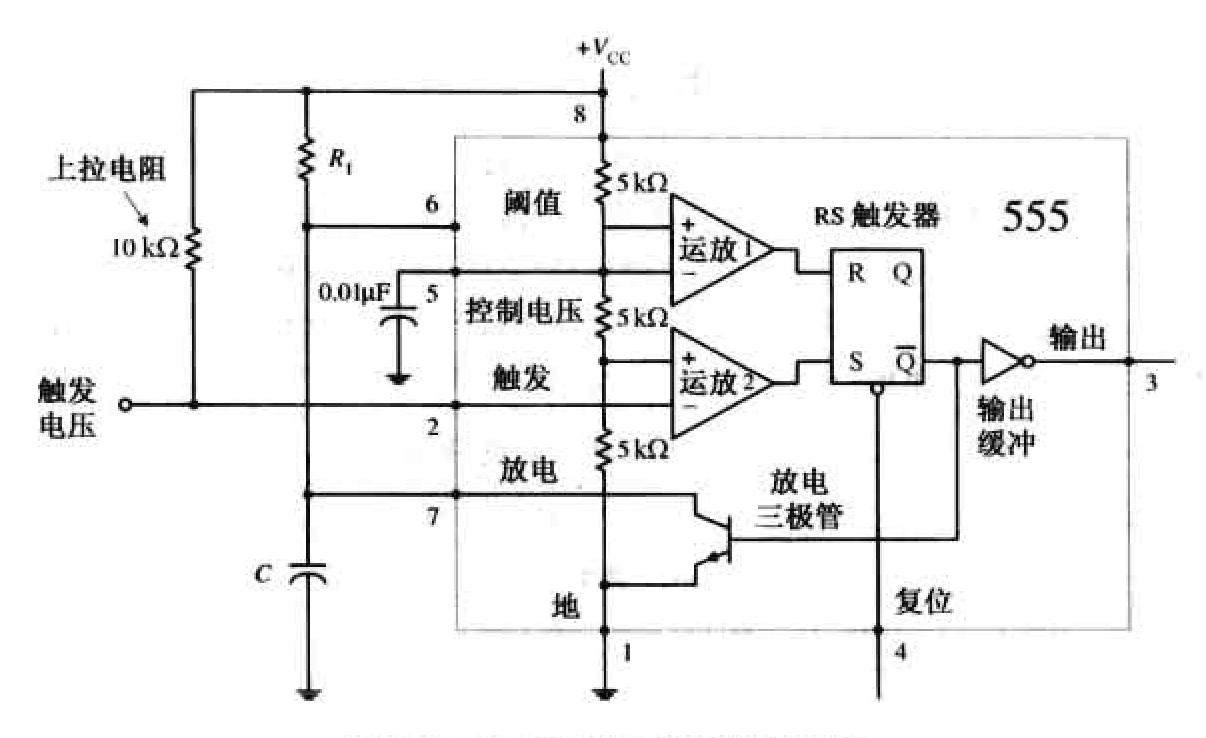


图 9.9　由 555 构成的单稳态电路

在单稳态电路中，开始时（即施加触发脉冲之前）555 的输出为低电平，同时放电晶体管导通放电，第 7 脚短路接地并且保持电容 C 放电，第 2 脚通过 10 kΩ 上拉电阻保持为高电平。当在第 2 脚施加一个负的触发脉冲（小于 $1/3V_{CC}$）时，比较器 2 被强制输出高电平，触发器被置位，$\overline{Q}$ 端为低电平，使输出为高电平（由于反相缓冲器的作用）。同时放电晶体管截止，允许 C 通过 R_1 充电，充电电压从 0 V 朝 V_{CC} 增大。然而，当电容的电压达到 $2/3V_{CC}$ 时，比较器 1 的输出为高电平，复位触发器使输出为低电平。同时放电晶体管导通，允许电容迅速放电到 0 V。输出将保持该稳态（低）直到施加另一个触发脉冲为止。

9.2.4　基本的单稳态运用

单稳电路仅有一种稳态（参见图 9.10）。也就是说，输出复位在 0 V（实际上使 0.1 V），除非一个负相的触发脉冲加到触发器的第 2 脚（只要第 2 脚一接地，就会产生负相脉冲，可通过在第 2 脚与到地之间接一按钮开关实现）。当施加了触发脉冲后，输出将被置为高电平（大约 $V_{CC}-1.5$ V），其持续时间由 R_1C_1 网络确定。高电平输出脉冲的宽度为：

$$t_{width} = 1.10R_1C_1$$

为了工作可靠，定时电阻 R_1 应该在 10 kΩ ~ 14 MΩ 之间，而定时电容取值大约为 100 pF ~ 1000 μF 之间。

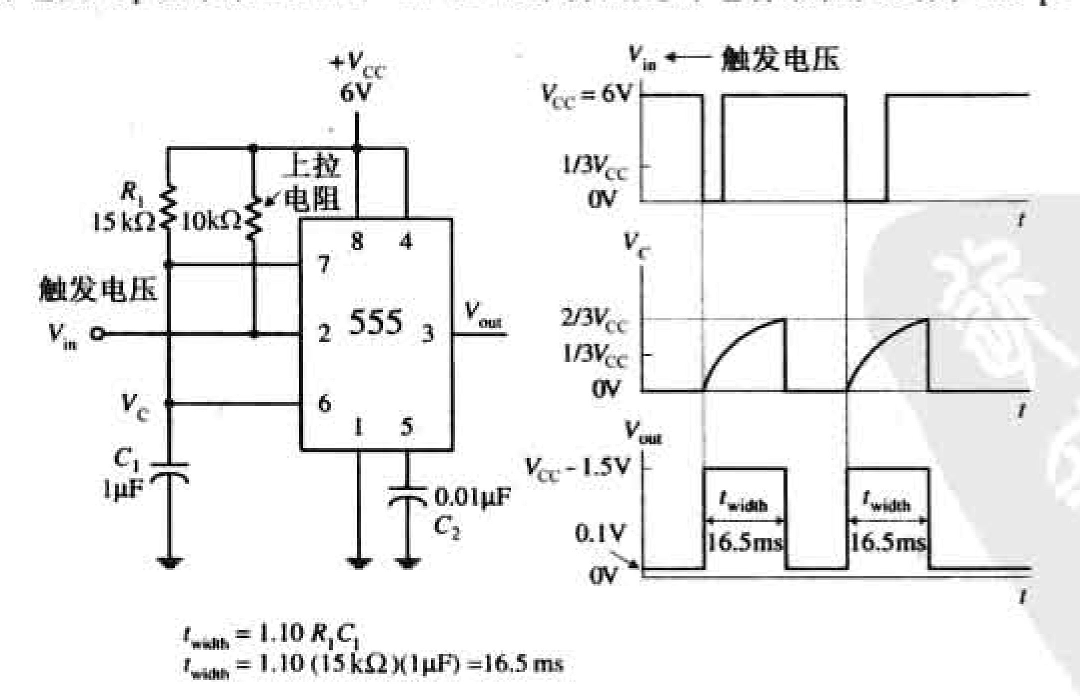


图 9.10　基本单稳态电路

9.2.5 555 定时器应用的一些注意事项

555 集成电路有双极型和 CMOS 型两种类型。如同前面的例子,双极型 555 内部采用双极型晶体管,CMOS 555 采用 MOSFET。两种 555 具有不同的最大输出电流、最低的供电电压/电流、最低的触发电流和最大的开关速度。除最大输出电流外,在其他方面 CMOS 555 的性能优于双极型 555。区分 CMOS 555 集成电路和双极型 555 集成块的方法是看集成电路上是否含有字母 C(例如,ICL7555,TLC555,LMC555,等等。注意有些 555 同时具有双极型和 CMOS 技术的优点)。表 9.1 列出了一些 555 集成块的技术参数。

表 9.1 部分 555 集成块的技术参数

型号	供电电压		供电电流		触发电流		典型频率	$I_{out,max}$ (V_{CC} = 5 V)	
	最大(V)	最小(V)	典型(μA)	最大(μA)	典型(nA)	最大(nA)	(MHz)	拉电流(mA)	灌电流(mA)
SN555	4.5	18	3000	5000	100	500	0.5	200	200
ICL7555	2	18	60	300	—	10	1	4	25
TLC555	2	18	170	—	0.01	—	2.1	10	100
LMC555	1.5	15	100	250	0.01	—	3	—	—
NE555	4.5	15	—	6000	—	—	—	—	200

如果你需要使用多个 555 定时器,那么可使用 556(2 个 555 定时器)或 558(4 个 555 定时器)。556 包含有两个独立的 555 定时器但共用一个电源,558 包含 4 个稍微简化的 555 定时器(参见图 9.11)。对于 558 来说,并不是所有的功能都用引脚引出。事实上,该器件主要用于单稳态模式——虽然它稍微改变一下也可用于非稳态下(查阅厂商说明书以获得更详细的资料)。

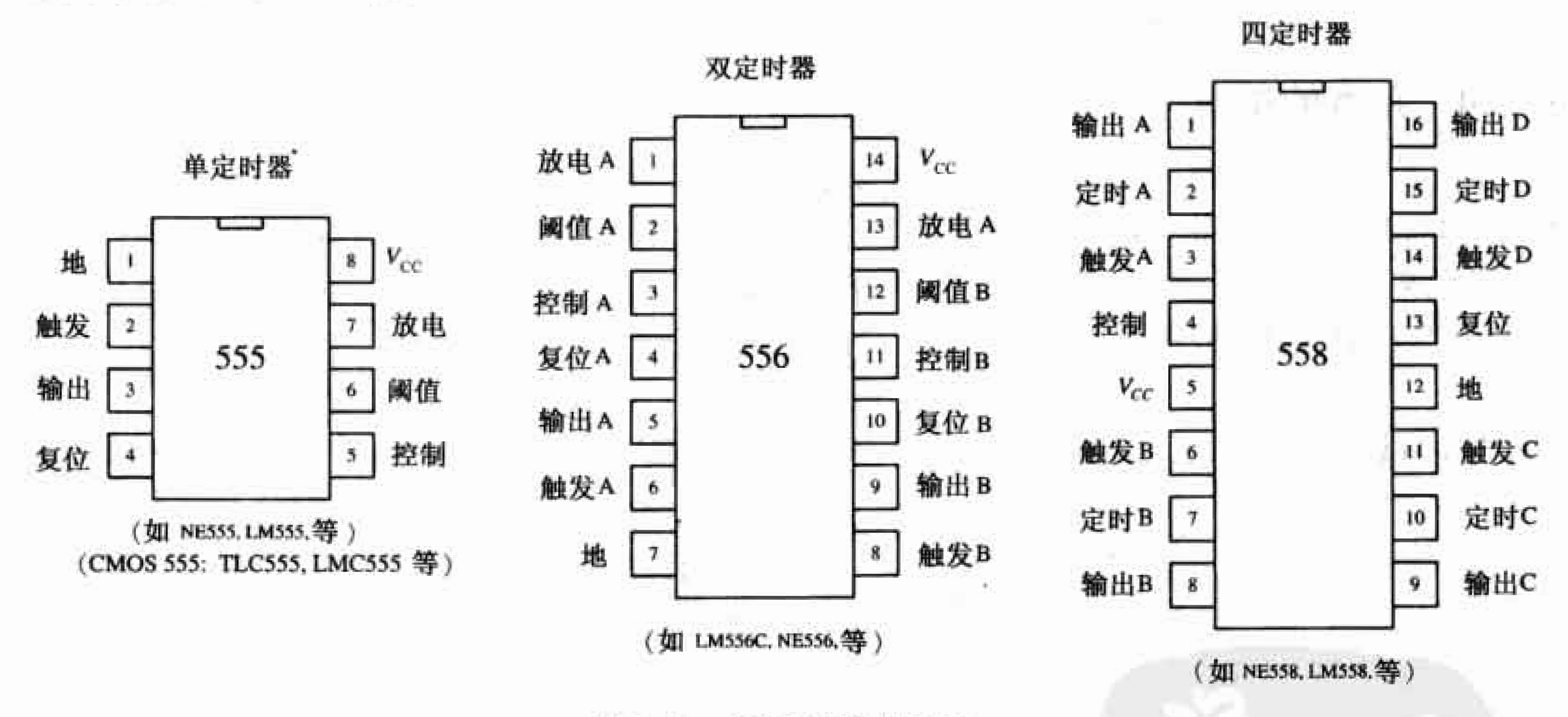


图 9.11 555 和其他定时器

注意:为了避免误触发,可使 555 的第 5 脚通过一个 0.1 μF 的电容接地(本节我们已使用过了)。而且,如果电源线较长或由于某种原因导致定时器不能工作,试一试在第 8 脚和第 1 脚之间连接一个 0.1 μF 或更大的电容。

9.2.6 555 的简单应用

继电器驱动器(延时定时期)

图 9.12 所示的单稳态电路是作为一种延时定时器,用来控制延时以产生所需的脉宽。按钮开关断开时,555 输出为低电平(大约 0.1 V),继电器复位。当开关闭合时,555 开始定时周期,输出为高电平(大约 10.5 V),脉宽 $t_{delay} = 1.10R_1C_1$。

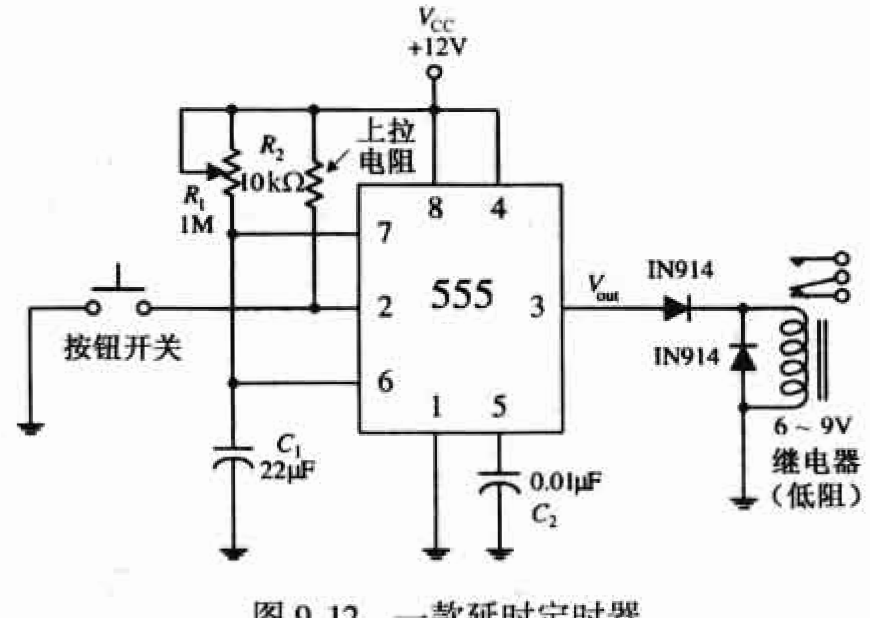


图 9.12　一款延时定时器

在此期间，继电器吸合。二极管可以抑制浪涌电流（当继电器切换状态时产生的）以免损坏 555 集成块。

LED 灯光闪烁器和节拍器

图 9.13 电路都是振荡电路（非稳态多谐振荡器）。在 LED 灯光闪烁器电路中，晶体管用来放大 555 的输出以提供充足的电流来驱动 LED，同时 R_S 用来防止过大的电流以避免损坏 LED。对于灯光闪烁器电路，MOSEFT 放大器用来控制流经灯光闪烁器的电流。若灯光闪烁器需要大电流，那么就必须要有一个大功率的 MOSEFT 驱动。节拍器电路产生一系列的“滴答”声，其速率取决于 R_2，音量通过 R_4 来调整。

图 9.13　灯光闪烁器和节拍器电路

9.3 压控振荡器

除了 555 定时器外,在市面上还有许多压控振荡器(VCO)——其中有些只提供方波输出。例如,NE566 函数发生器是一种非常稳定、易于使用的三角波和方波发生器。在图 9.14 的 556 应用电路中,R_1 和 C_1 用于设置中心频率,第 5 脚的控制电压可以改变频率。该控制电压是由分压器网络(R_2,R_3,R_4)施加的。利用图 9.14 中所示的公式可求出 556 的输出频率。

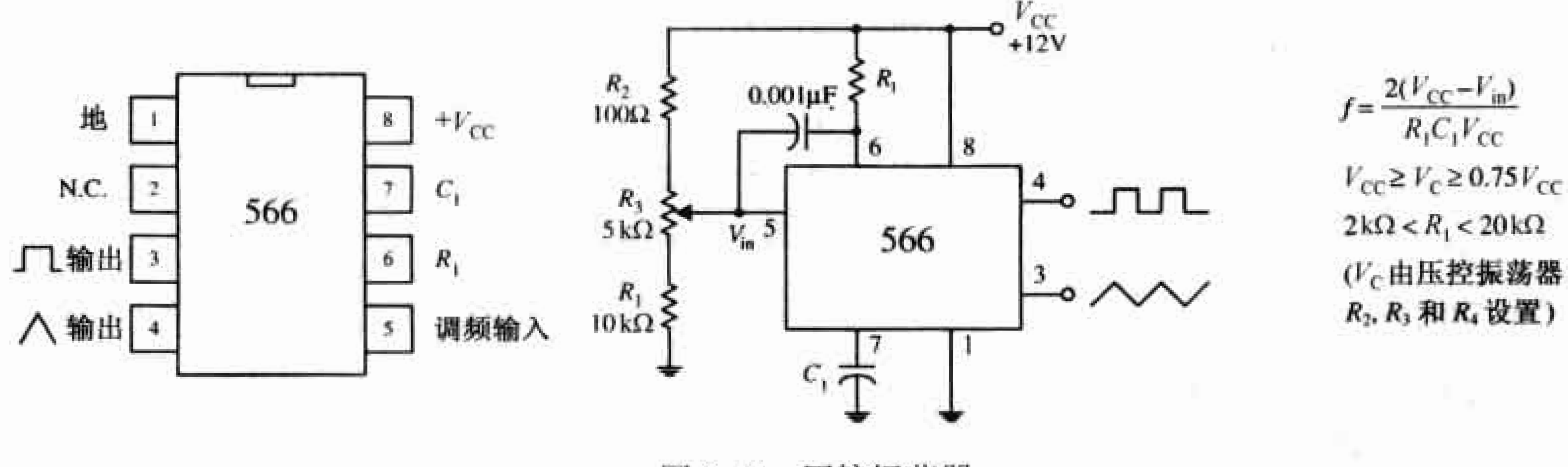


图 9.14 压控振荡器

其他的压控振荡器,例如 8038 和 XR2206 都可以生成三种波形,一般包括正弦波(近似的)、方波和三角波。有些压控振荡器是专门用来生成数字波形的,有的是通过用外部石英替换电容改善系统的稳定性。若想更清楚地了解压控振荡器的种类,请查阅电子产品手册。

9.4 文氏电桥和双 T 形振荡器

文式振荡器是一种用于产生低、中频率、低失真的正弦波的 RC 电路。与本章已讨论过的振荡电路不同,这种振荡器采用一种不同的装置来产生振荡,即选频滤波网络。

文氏振荡器的核心部件是它的选频反馈网络。运算放大器的输出反馈到同相输入端。反馈中的一部分是正反馈(通过选频 RC 支路到达同相端),其他的反馈是负反馈(通过阻抗支路到达运算放大器的反相端)。在某个特殊的频率 $f_0 = 1/(2\pi RC)$处,它的反相输入端电压(V_4)和同相输入端电压(V_2)将会相等,反馈相互抵消,电路将发生振荡。对于其他的任何频率,电压 V_2 太小以至于不能抵消 V_4,电路不会振荡。在本电路中,增益必须设置为 + 3 V(有 R_1 和 R_2 设置)。任何小于该值的增益将导致振荡停止;任何大于该值的增益将导致输出饱和。按图 9.15 中所列的零件值,振荡的范围可能为 1 ~ 5 kHz。该频率可通过一个双联可变电容来调整。

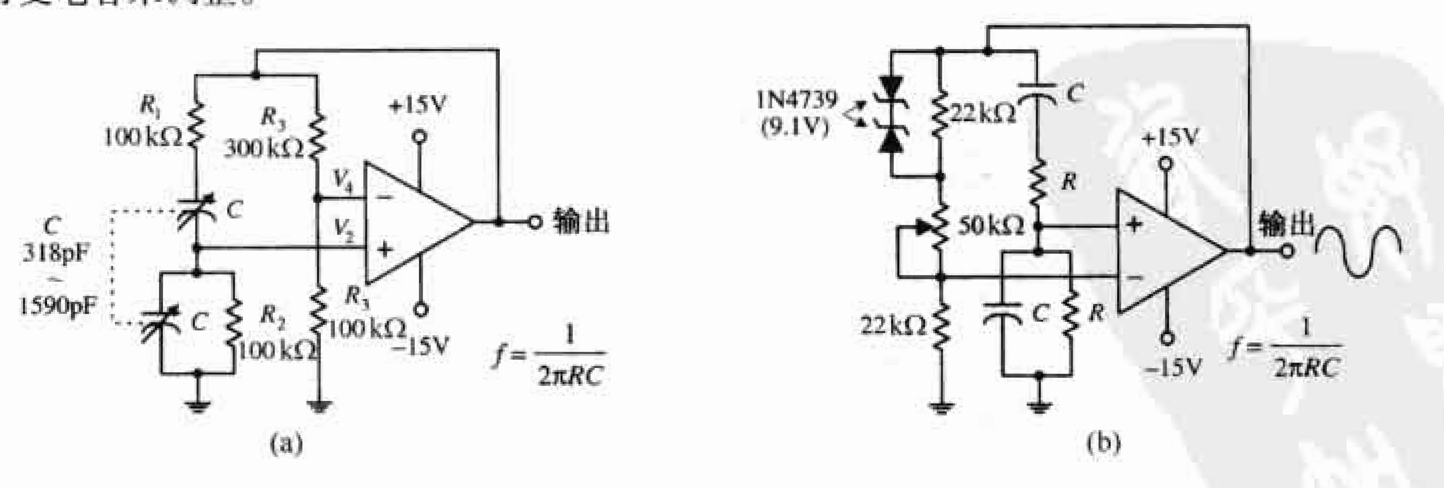


图 9.15 文氏电桥和双 T 形振荡器

在图 9.15(b)中示出的电路与图 9.16(a)所示的电路稍有不同。第二个电路的正反馈必须比它的负反馈大才能支持振荡。电位器用于调整负反馈量,而 RC 支路控制基于工作频率的正反馈量。现在,既然正

反馈比负反馈大，你必须解决“饱和问题”，正如上一个例子中所遇到的。为了防止饱和，两个稳压二极管必须正极对正极（或负极对负极）并与通过大于 22 kΩ 的电阻相连。当输出电压的上升超过稳压击穿电压时，总有一个稳压二极管导通，哪一个导通取决于反馈的极性。该导通的稳压二极管分流了 22 kΩ 电阻的一部分电流，导致负反馈电路的阻抗减少。其他类型的负反馈也被用于运算放大器中，其目的是使振荡器的输出电压被控制在一个确定的值上。

9.5 LC 振荡器（正弦波振荡器）

若要产生高频正弦波（通常用于电磁波），最常用的方法使采用 LC 振荡器。目前我们讨论的 RC 振荡器仍难以获得高频信号，主要原因是在高频情况下，电容和电阻的值经常变得难以确定，使传输到放大器输入端的反馈信号的相位漂移难以控制。另一方面，LC 振荡器可以使用小电感与电容来得到上限频率大约为 500 MHz 的反馈振荡器。但是在低频区（例如音频范围），LC 振荡器就变得不适用了。

LC 振荡器主要由一个含有 LC 选频电路的正反馈的放大器组成。LC 电路用来消除明显不同于它的固有谐振频率的任何频率信号，使其不能加到放大器的输入端。正反馈信号在 LC 选频电路中的谐振作用促使整个电路的持续振荡。如果有疑问的话，可以回顾并联 LC 振荡回路，这种振荡回路在 LC 的谐振频率处产生正弦振荡——电容和电感将反复充放电。然而，由于内电阻和负载的作用，振荡将自然停止。为了持续振荡，常采用放大器。放大器起到提供额外的能量，来维持振荡回路在关键时刻持续振荡。关于这点我们举一个简单的例子来说明。

图 9.16 是一个采用正反馈的运算放大器，其反馈量通过 LC 谐振回路来改变。该振荡回路消除了同相输入端中任何明显不同于谐振回路固有共振频率的信号。

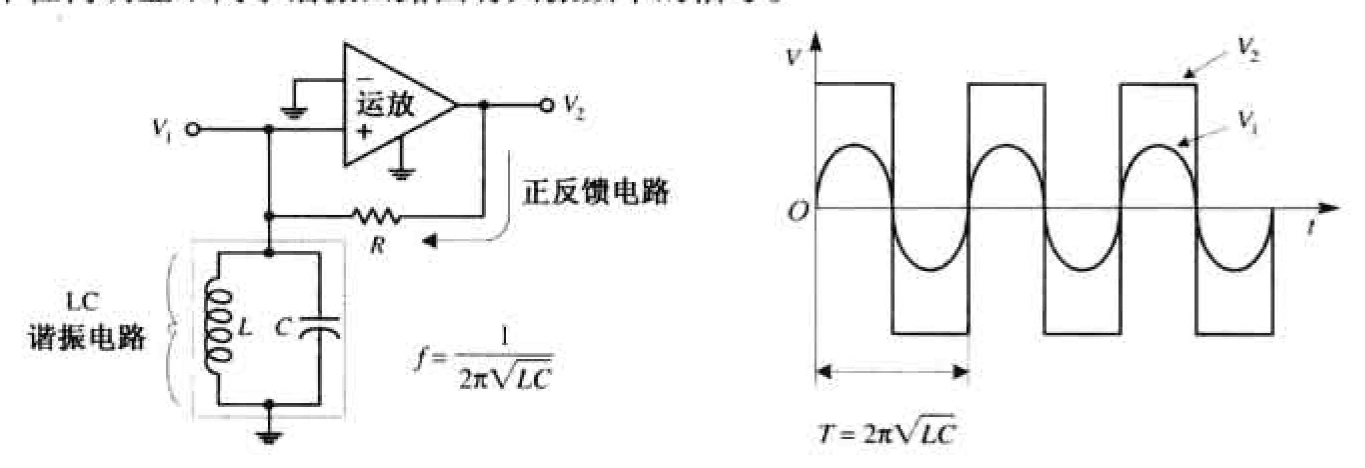


图 9.16　LC 振荡器

LC 谐振回路固有频率为：

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

（回顾第 2 章介绍的并联 LC 谐振电路可知，其阻抗在谐振频率处最大，而在其他频率处很小，因而远离谐振频率的反馈信号被过滤而接地）。如果在 V_1 处输入频率为谐振频率的正弦电压，那么放大器的输出将交替趋向正、负饱和，结果在输出端 V_2 产生方波电压。在谐振频率处的方波包含一个基本的傅里叶分量，它的一部分通过电阻反馈到同相输入端以维持振荡。如果去掉最初施加在 V_1 处的正弦电压，振荡将持续存在，并且 V_1 处的电压将成为正弦电压。事实上（考虑到实际元件和理论上的模型），没有必要给 V_1 输入正弦波使振荡持续（这一点很重要）。这是由于放大器的非理想性，振荡器将自动产生振荡。为什么呢？因为实际的放大器，即便它的输入端接地，在输出端仍有一些固有噪声（参见第 7 章）。该噪声包含频率为谐振频率的信号分量，因为正反馈，该分量的振幅迅速增大（或许只用几个周期），直到输出幅值饱和。

目前，实际的 LC 振荡器在设计中通常很少含有运算放大器。在甚高频（例如，射频范围），由于转换速率和带宽的限制，运算放大器变得不可靠。当频率需要上升到大约 100 kHz 的时候，必须使用另一种放大器设备。对于高频应用，一般采用晶体管放大器（例如，双极型晶体管或场效应晶体管）。晶体管的开关速度可能是高得难以置信的——对于特殊的射频晶体管，2000 MHz 的上限是很平常的。然而，当在振荡器里

使用晶体管放大器时,可能需要解决一个小问题:即常见的晶体管放大器的输出端与输入端正好移相180°,而为了维持振荡的反馈(参见第4章),输出端必须与输入端同相。对于某种LC振荡器必须通过插入一个附加的相位来校正——即在放大器的输出和输入之间插入的移相网络。让我们来看一下几种流行的LC振荡器电路。

哈特莱 LC 振荡器

哈特莱振荡器使用电感分压器来确定反馈系数。哈特莱振荡器可以采用许多类型(如场效应晶体管、双极型晶体管,等等),这里以结型场效应管为例论述。图9.17振荡器完成180°的相移所需的正反馈,通过在谐振电路里的电感线圈抽头获得。相对于地来说,电感线圈的两个末端,相电压相差180°。L_2 两端的反馈信号经 C_1 耦合到达晶体管放大器的基极。抽头电感线圈基本上是一个自耦变压器,L_1 是初级,L_2 是次级。哈特莱振荡器的频率由电路谐振频率决定:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}}$$

频率可以通过改变 C_T 来调整。R_G 为栅极偏置电阻,用来设置栅极电压。R_S 是源极电阻。C_S 用来改善放大器稳定性,C_1 和 C_2 为隔直电容,对振荡器的工作频率而言其容抗为低阻抗,同时防止影响场效应管的直流工作点。射频扼流圈(RFC)用来提供放大器稳定的直流电源,并消除不必要的交流干扰。

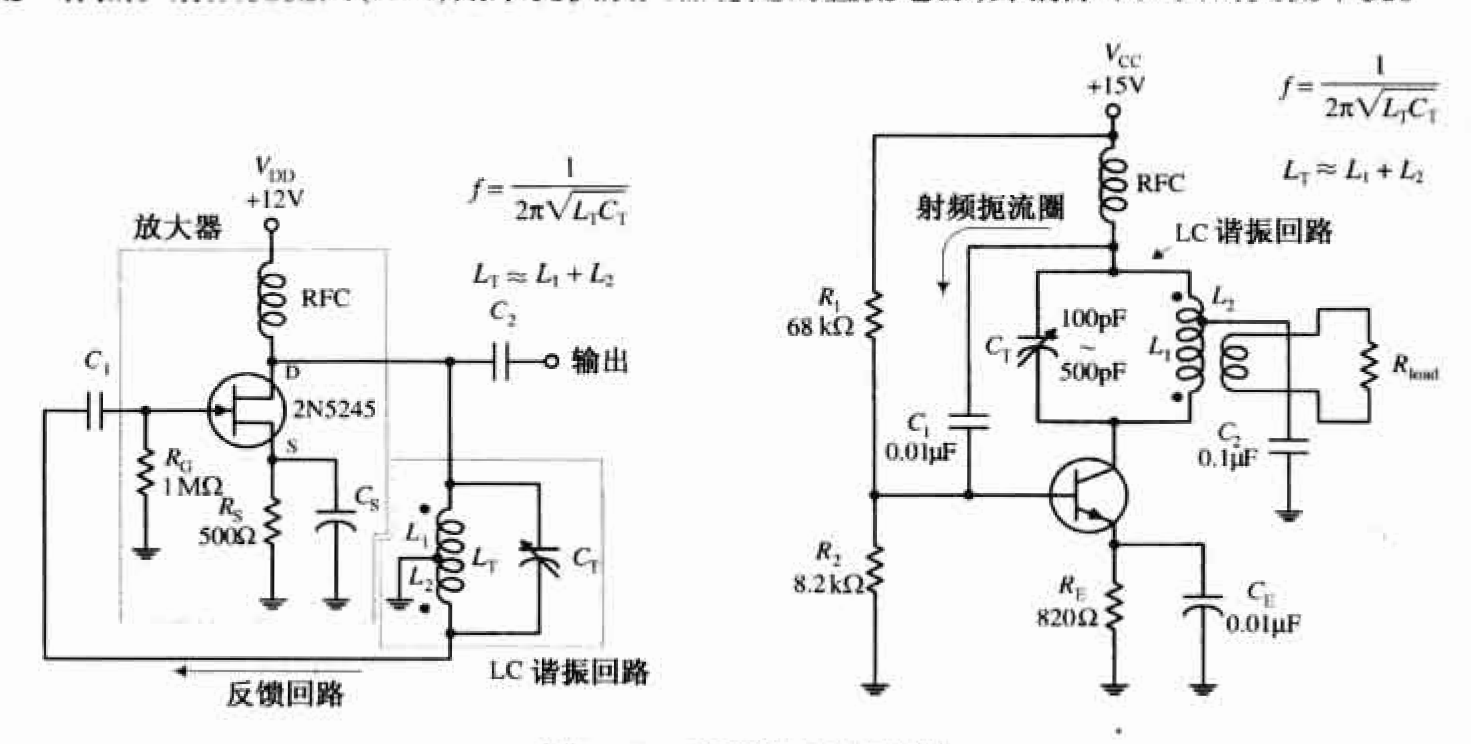


图 9.17 哈特莱 LC 振荡器

第二个电路是另一种哈特莱式振荡器类型,它采用双极型晶体管代替JFET(结型场效应晶体管)作为放大器件。工作频率也是由LC电路的谐振频率确定。注意,在这个电路中的负载和变压器次级线圈与振荡器有很大关系。

考毕兹 LC 振荡器

考毕兹振荡器(参见图9.18)适用于大范围的频率并且比哈特莱振荡器具有更好的稳定性。与哈特莱式振荡器不同,它的反馈信号是通过在两个串联的电容器之间的抽头获得的(参见第2章)。等幅振荡需要的180°相移是在LC回路中的交流电流通过两个串联的电容器获得的。相对而言,在两个电容器上随时会产生极性相反的电压信号。例如谐振回路两个末端电压的方向总是相反的。谐振电压分别通过这两个电容器来传输。来自集电极信号的一部分,即 C_4 的信号电压通过耦合电容器 C_1 连接到晶体管的基极,构成正反馈。集电极信号通过 C_3 馈送给谐振电路信号能量以补偿能量损失。工作频率也是由LC电路的谐振频率确定的:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{eff}}}}$$

这里 C_{eff}是 C_3 和 C_4 的串联电容：

$$\frac{1}{C_{eff}}=\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}$$

C_1 和 C_2 是隔直电容，R_1 和 R_2 用来设置晶体管的偏置电压。RFC 谐振扼流圈用来提供稳定的直流电流给放大器。电路中的谐振电路可选两个谐振电路中的一个，以实现振荡频率的调节。其中一个谐振电路采用磁调谐(可变电感线圈)，另外一个采用置于电感支路的调谐电容器来改变谐振电路的谐振频率。

克拉普振荡器(电容反馈改进型振荡器)

克拉普振荡器(参见图 9.19)的频率具有异乎寻常的稳定性。它是考毕兹振荡器的一种简单演变。总谐振电容是 C_1 和 C_2 的串联组合。谐振电路的有效电感 L 随纯电抗的改变而改变，纯电抗通过增减 L_T 的感抗和 C_T 的容抗而改变。通常 C_1 和 C_2 比 C_T 大，L_T 和 C_T 串联共振在所需的工作频率上。反馈系数由 C_1 和 C_2 决定，并且由于它们比 C_T 大，故调节 C_T 对反馈几乎没影响。克拉普振荡器因它的稳定性而出名，寄生电容的影响通过 C_1 和 C_2 来消除，这意味着频率几乎完全由 L_T 和 C_T 决定。工作频率由下式确定

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_{eff}}}$$

这里 C_{eff}是

$$C_{eff}=\frac{1}{1/C_1+1/C_2+1/C_T}\approx C_3$$

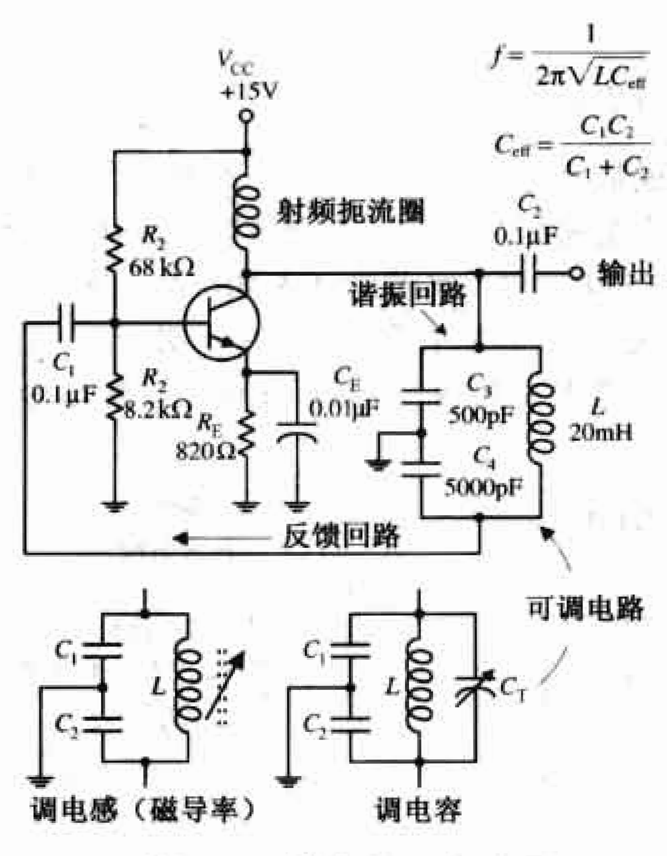


图 9.18 考毕兹 LC 振荡器

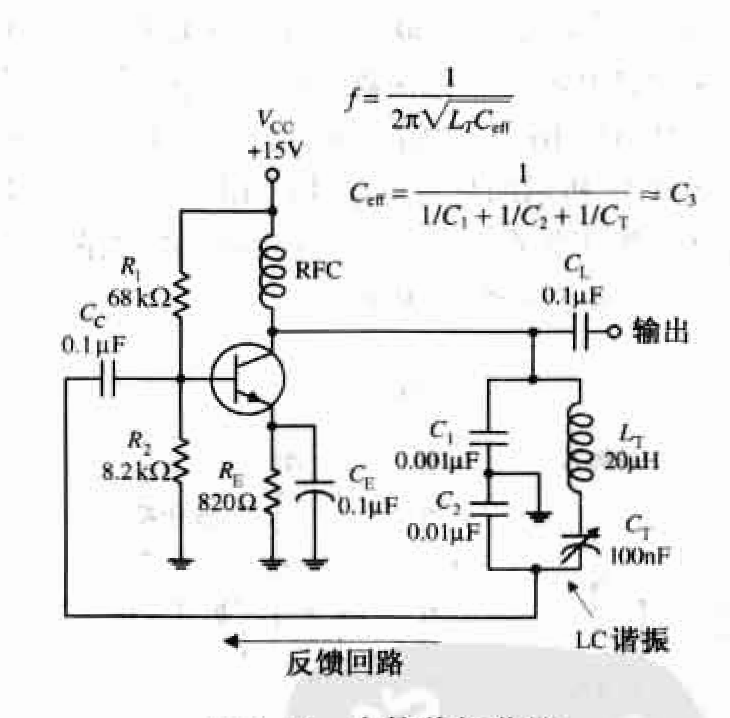


图 9.19 克拉普振荡器

9.6 晶体振荡器

当稳定性和精度成为设计振荡器需要考虑的关键参数时，最好的方法是使用晶体振荡器。晶体振荡器的误差为 0.01% ~ 0.001%，远小于 RC 振荡器的误差(大约为 0.1%)和 LC 振荡器的误差(最小误差约为 0.01%)。

石英晶体按一定方位角切割成薄片，在两个面上装金属板并引出电极，就形成了一个两端器件。其性能类似于一个 RLC 调谐回路。当晶体被物理压缩或施加一个外加电压而被激励时，它就会以特有的频率产生机械振动并且会持续振动一段时间，同时，在它的两个端子之间会产生一个交流电压。这种现象(通常称为压电效应)与 LC 电路冲击激励的阻尼电子振荡相类似。然而，与 LC 电路不同的是石英晶体的振荡

在开始的冲击激励后将持续更长时间——这是因为石英晶体具有很高的 Q 值。对于高品质因数的石英晶体，Q 值为 100 000 是很普通的。LC 电路的 Q 值一般为几百。

石英晶体的等效电路如图 9.20 所示。等效电路的下半部分由 R_1，C_1 和 L_1 串联组成，称它为动态臂。动态臂表示石英晶体的串联谐振特性。上半部分的 C_0 是晶体本身电极和引线间的寄生电容。动态电感 L_1 的大小通常为若干亨(H)，而动态电容 C_1 容量很小(<< 1 pF)，因而晶体的 L_1 与 C_1 的比值比实际的电感与电容的比值大得多。晶体的内电阻和 C_0 值也都是非常小的。对于一个 1 MHz 的晶体，在等效电路里的典型值为 $L_1 = 3.5$ H，$C_1 = 0.007$ pF，$R_1 = 340\ \Omega$，$C_0 = 3$ pF。对于一个 10 MHz 基频的晶体，其典型值为 $L_1 = 9.8$ mH，$C_1 = 0.026$ pF，$R_1 = 7\ \Omega$，$C_0 = 6.3$ pF。

在工作期间，晶体可以工作在串联谐振或并联谐振上。对于串联谐振，晶体工作在串联谐振频率 f_S 上，此时晶体类似串联谐振的 LC 电路，它的阻抗变得最小——仅剩下 R_1。对于并联谐振，晶体工作在并联谐振频率 f_P 上，类似一个 LC 并联谐振电路，它的阻抗有一个最大值，如图 9.20 所示。

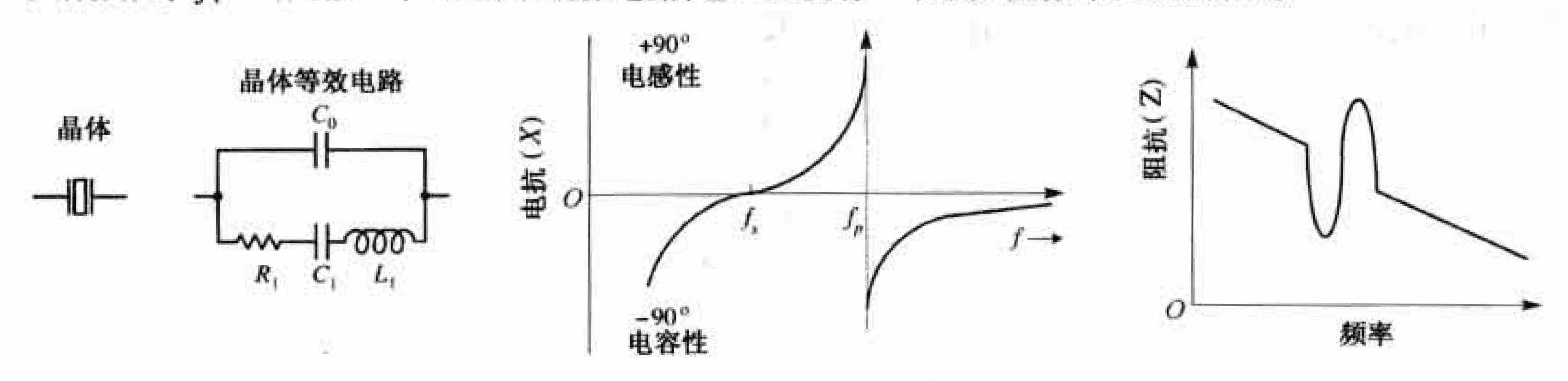


图 9.20　石英晶体的等效电路及阻抗特性

石英晶体可以以串联方式或并联方式出现，既可以设计成基频类型，可以设计成谐波类型。基频类晶体用来设计基波频率振荡器，而谐波类晶体用来设计谐波频率振荡器(晶体产生的谐波频率是基频的奇数倍。例如，15 MHz 基频的晶体将会产生 45 MHz 的三次谐波，75 MHz 的五次谐波，135 MHz 的九次谐波，等等。图 9.21 所示的是一个晶体的 RLC 等效电路及其响应曲线，它们都是估算谐波频率所必需的)。基频类晶体一般工作在 10 kHz 到 30 MHz，谐波类晶体管最大可工作在几百兆赫。通常可获得的频率是 100 kHz 和 1.0，2.0，4，5，8 和 10 MHz。

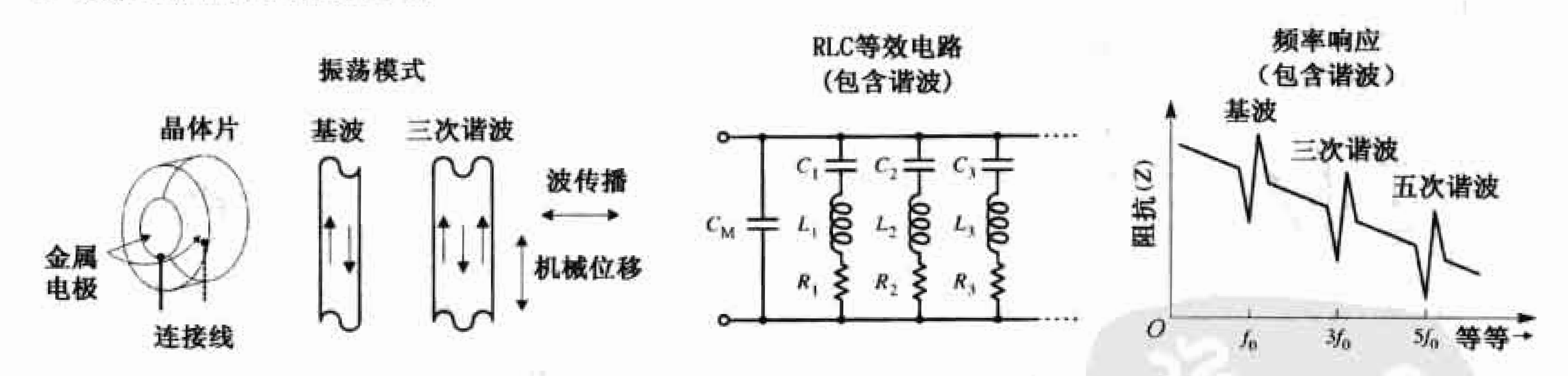


图 9.21　石英晶体的 RLC 等效电路及响应曲线

设计晶体振荡电路与设计 LC 振荡电路相同，除了用晶体管替换 LC 储能元件外。晶体将提供正反馈而获得串联或并联谐振频率，因此，导致连续振荡。下面从一些基本的晶体振荡电路开始论述。

图 9.22(a)的基本晶振电路类似于图 9.16，区别就是采用晶体串联谐振代替 LC 电路的并联谐振来提供所需频率的正反馈。其他的晶体振荡器，比如皮尔斯振荡器、考毕兹振荡器和 CMOS 反相振荡器，如图 9.22(b)所示，同样是用晶体作为确定频率的器件。皮尔斯振荡器(采用 JFET 放大级)采用晶体作为串联谐振反馈元件。从漏极到栅极最大的正反馈仅出现在晶体的串联谐振频率处。考毕兹电路(与皮尔斯电路不同)使用晶体的并联反馈结构，最大的基极 - 发射极电压信号出现在晶体的并联谐振频率上。CMOS 电路采用两个 CMOS 反相器和晶体构成一个串联谐振反馈元件，最大正反馈存在于晶体的串联谐振频率。

可用来设计晶体振荡器的集成电路很多，比如 74S124 TTL VCO(方波发生器)，可以利用外部晶体产生方波，它的频率由晶体的谐振频率确定。MC12060 压控振荡器，可产生正弦波。

现已有晶体振荡器，它是所有器件(石英，等等)的集成体，可看成是 DIP 金属封装的晶体。它们可工作在特定的标称频率上(例如，1，2，4，5，6，10，16，24，25，50 和 64 MHz，等等)。更详细的特性可查阅产品手册。

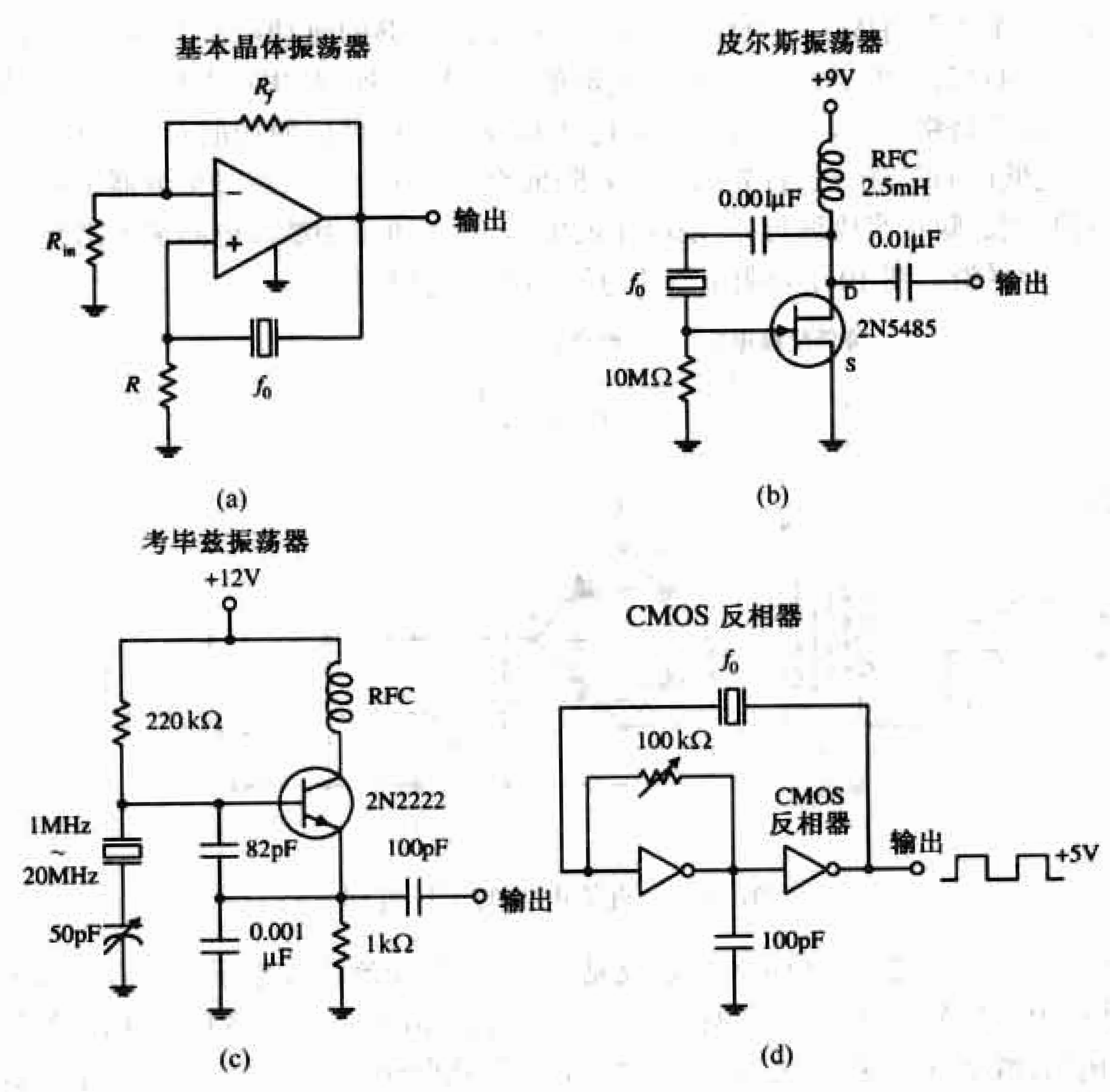


图 9.22　几种基本的晶体振荡器

第10章 稳压器和电源

电路通常需要一个能保持固定的电压,同时向负载提供足够的驱动电流的直流电源。电池是一个很好的直流电源,但是相对其他电源来说,它提供电流的能力很小,所以,用在大电流和频繁使用的电路中是不实际的。另一种方法是将120 V,60 Hz的交流电压转换为一种可以使用的直流电压。交流电压转换成一种可用的(一般是低压)直流电压,首先用变压器降低交流电压,然后,通过整流器来滤除负半波形(如果需设计负电压电源,则滤除正半周波形)。滤除半波电压以后,再使用滤波电路来平滑整流信号,输出的直流电压波形就会非常平滑。图10.1表明了直流电源的工作过程。

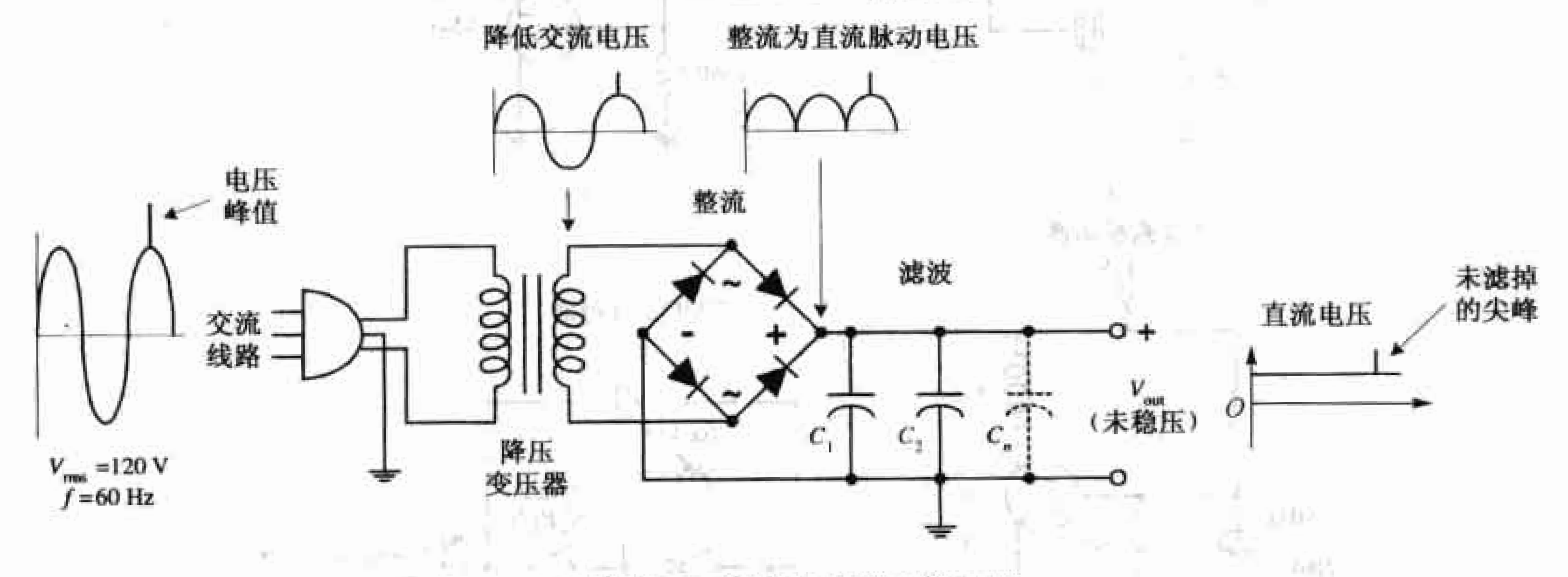


图10.1 直流电源的工作过程

上述供电方案有一个问题——稳定性。也就是说,如果在交流输入电压里面存在任意的冲击(尖峰、下跌等),而导致输出电压的变化(注意尖峰信号可以通过图10.1所示电路)。使用未经过稳压的电源来驱动敏感电路(例如,数字IC电路)将是不可行的。电压尖峰会导致工作特性异常(例如,误触发等),甚至损害工作中的IC。未经过稳压的电源还有一个问题,就是输出电压随着负载电阻的变化而变化。如果用低阻抗(大电流)负载来替换高阻抗(小电流)负载,输出电压将下降(欧姆定律)。

幸运的是,有种特殊电路可以使得电源变为稳定的电源,并且它能够消除尖峰信号,而且随着负载变动而保持稳定的输出电压(如图10.2所示)。这种特殊电路称为稳压器。

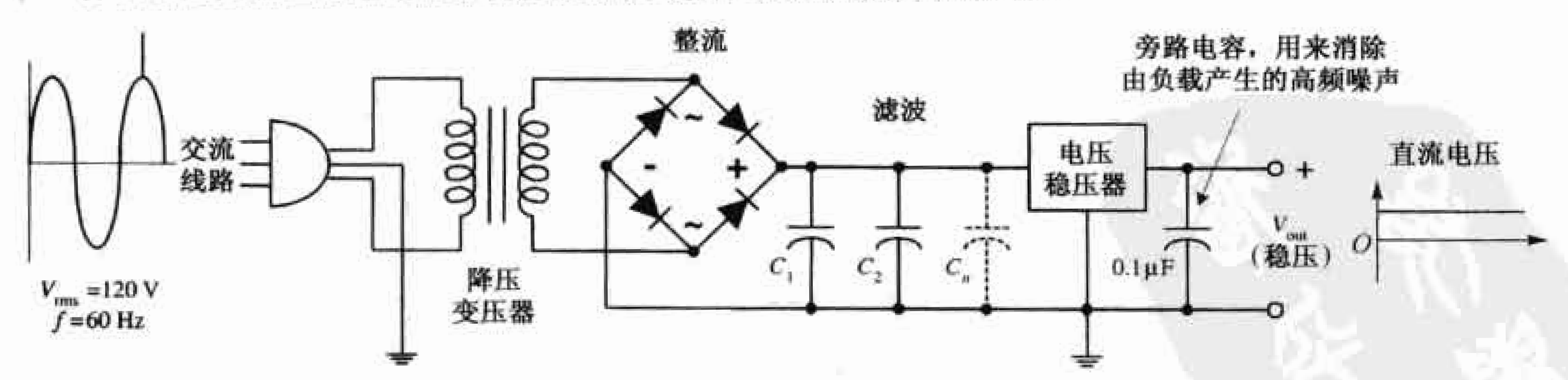


图10.2 直流稳压电路

稳压器通过比较电源的直流输出和一个固定的或者可编程的内部参考电压,自动调整流过负载的电流量,使得输出电压保持恒定。简单的稳压器由采样电路、误差放大器、调整元件和基准电压元件组成(如图10.3所示)。

稳压器的采样电路(分压器)对输出电压进行采样并且将它反馈到误差放大器,以监控输出电压。参考电压元件(稳压二极管)能输出一个恒定的参考电压,供误差放大器使用。误差放大器比较输出采样电

压和参考电压，当两者存在差异时就产生一个误差电压。误差放大器的输出反馈到电流控制元件(晶体管)，用来调整负载电流。

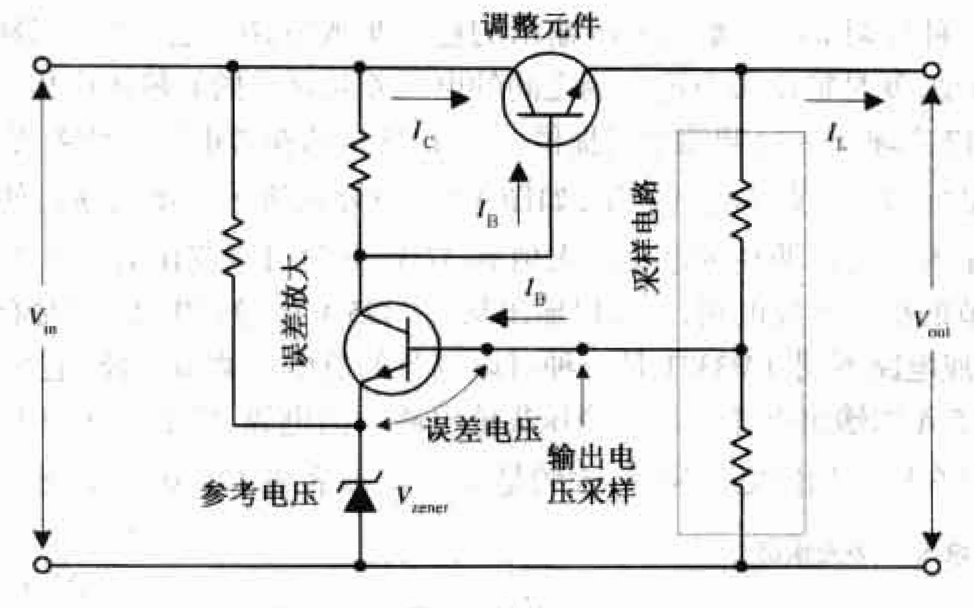


图 10.3　稳压电路的内部结构

实际应用中，没有必要从开始设计电压稳压电路。而需要的是用 50 美分购买一个稳压集成电路。下面将详细介绍这些集成电路。

10.1　稳压集成电路

目前市场上有许多不同种类的稳压集成电路。有的输出正的固定电压，有的则输出负的固定电压，而有的输出电压是可以调节的。

10.1.1　固定的稳压集成电路

通用的稳压集成电路是三端 LM78xx 系列。"xx"代表输出电压值，例如，7805(5 V)，7806(6 V)，7808(8 V)，7810(10 V)，7812(12 V)，7815(15 V)，7818(18 V)，7824(24 V)。如果具备适当的散热条件，这些器件可以提供最大 1.5 A 的输出电流。为了消除有害的输入或者输出尖峰信号，可以在稳压集成电流的输入和输出端加上电容，如图 10.4 所示。通用负电压稳压集成电路的系列是 LM79xx，这里"xx"代表负电压输出值。同样，这些器件也可以提供最大 1.5 A 的输出电流。不同的厂家制造了各种各样的稳压集成电路。这些稳压集成电路可以提供大小不同的电流。可通过查阅产品目录来了解这些产品。

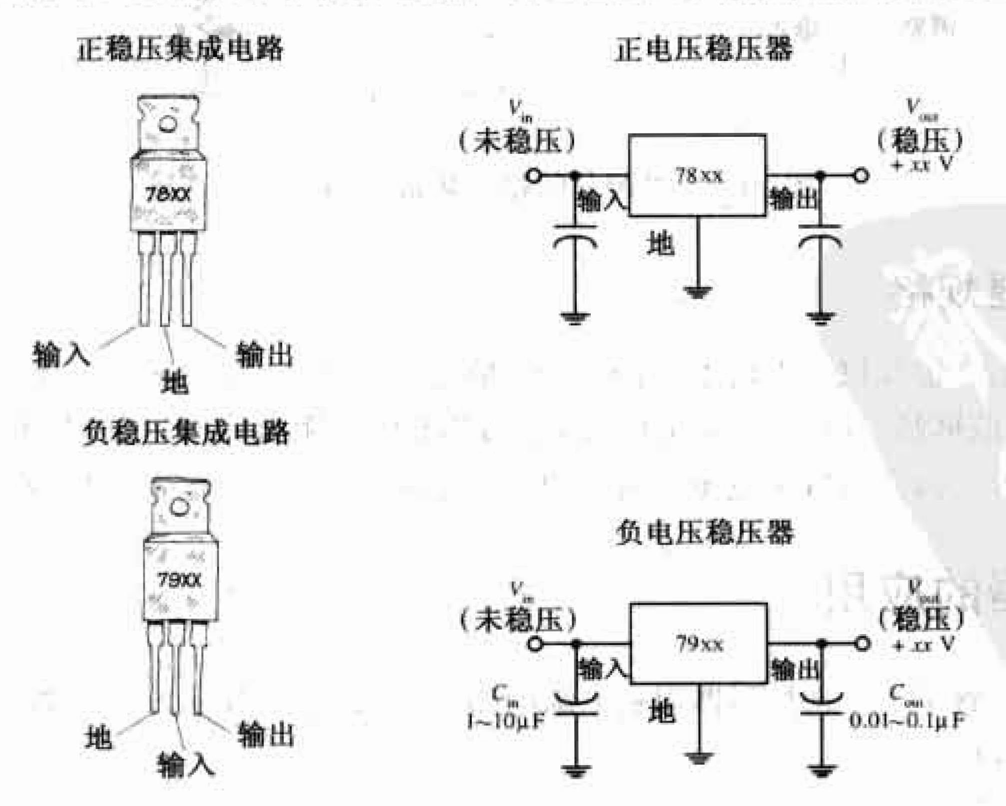


图 10.4　稳压集成电路的外形与连接

10.1.2 可调节的稳压集成电路

LM317稳压器是一种可调节的三端正电压输出的稳压集成电路。它不同于7800系列,LM317系列是浮动的稳压器(所谓浮动,就是输出端与输入端之间的电压差是浮动的),输出电压可通过两个外部电阻来设定。在工作中,LM317在输出和可调端之间提供一个1.25 V的参考电压。该参考电压通过阻抗 R_1 产生恒定电流 I_1,I_1 流过阻抗 R_2 而设置输出电压,如图10.5中等式所示。增大 R_2,使稳压器的输出电压上升。LM317系列允许输入未经过调整的电压最大值到37 V,并且可以输出最大1.5 A的电流。TL783是另外一种正极性可以调节的稳压集成电路,它可以输出从1~125 V的稳定电压,同时有最大700 mA的输出电流,与前面两个稳压集成电路不同,LM337T是一种可以调节的负电压集成电路,它可以输出从-1.2~-37 V的稳定电压,最大1.5 A的输出电流。如果稳压集成电路远离电源,应加上滤波电容 C_{in},大约是0.1 μF。滤波电容 C_{out} 用来消除在输出端的电压尖峰,大约是0.1 μF或者更大。如图10.5所示。

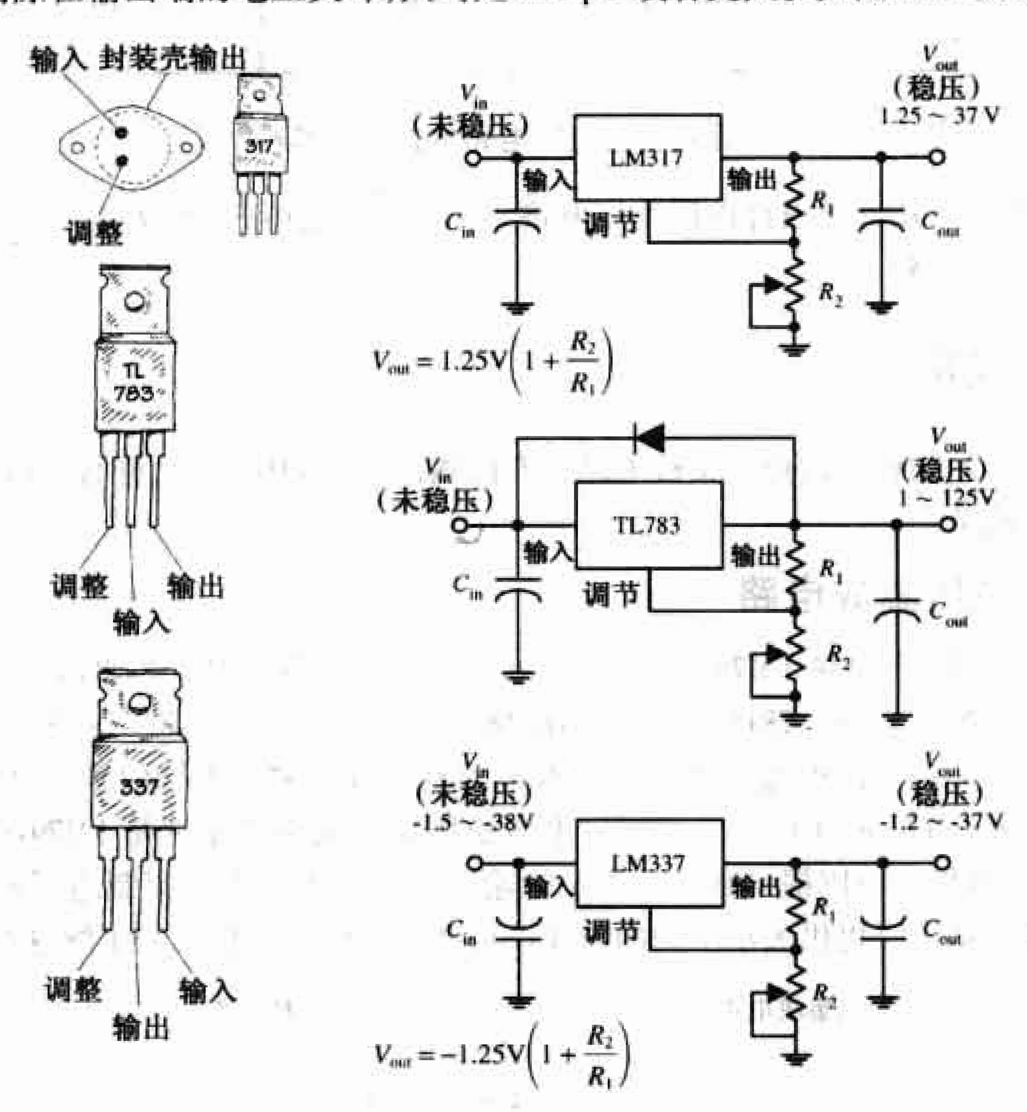


图10.5 可调节的稳压集成电路外形和连接

10.1.3 稳压器规格

稳压器的规格表一般提供如下信息:输出电压,精度(百分比),最大输出电流,功率损耗,最大和最小输入电压,120 Hz纹波抑制(分贝),热稳定性($\Delta V_{out}/\Delta T$)和输出阻抗(在特定的频率上)。良好的稳压集成电路的纹波抑制特性可以大大减小电源输出端的电压变化,在本章后面你将可以看到这点。

10.2 稳压器的应用

前面我们已经了解了怎么把稳压器用到电源电路中,那么它在其他方面是如何应用呢?这里举一些例子(如图10.6所示)。

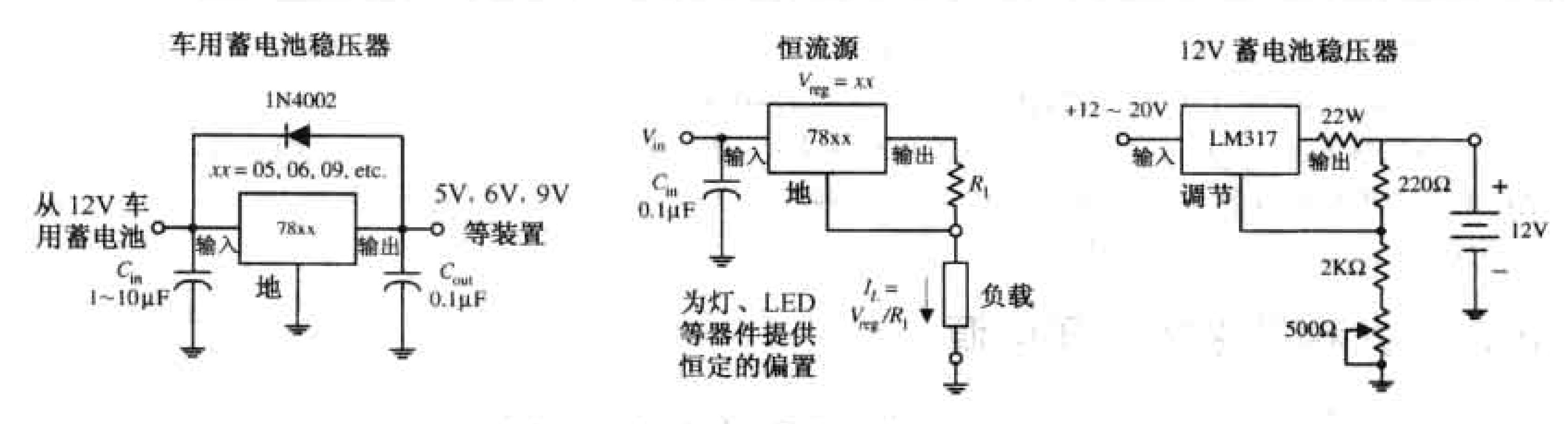


图 10.6 几个稳压集成电路的应用实例

10.3 变压器

对于电源来说,选一个合适的变压器是很重要的。变压器的次级电压不能比稳压集成电路的输出电压高太多,否则稳压集成电路功耗将增大,并要对其大量散热。同时,次级电压也不能比稳压集成电路的最低输入电压低(一般比输出电压高 2~3 V)。

10.4 整流器的封装

电源电路的三个基本整流电路为:半波、全波与桥式整流器,如图 10.7 所示。在第 4 章我们已经介绍过整流器是如何工作的了。

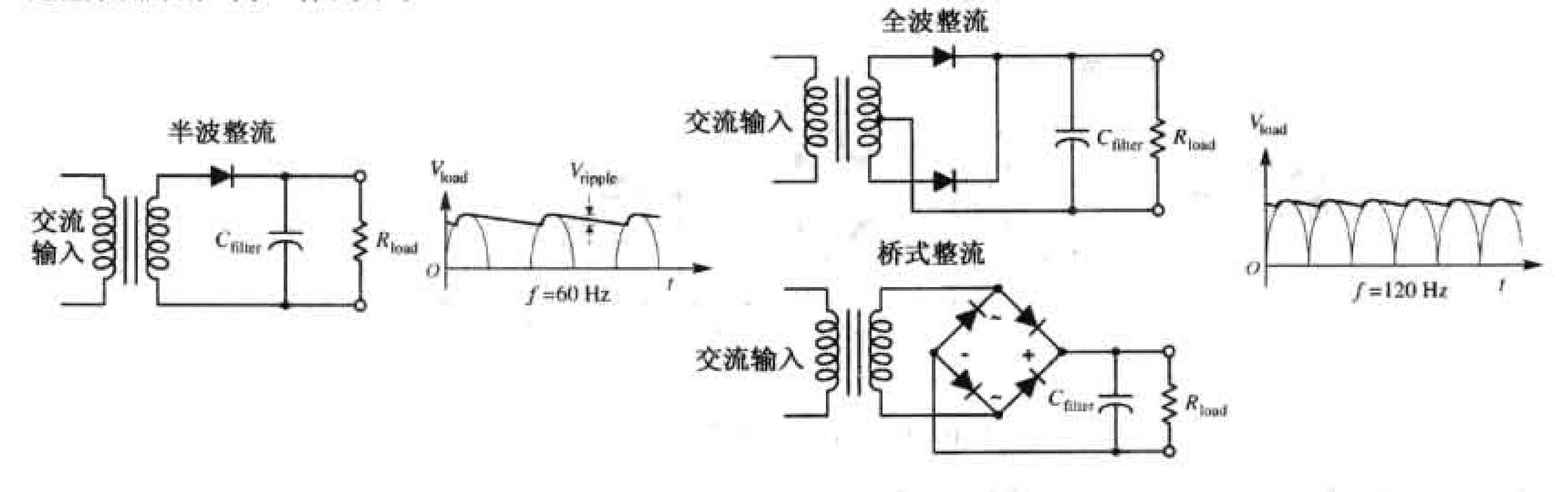


图 10.7 半波、全波和桥式整流电路

半波、全波与桥式整流器完全可以用分立的二极管制成。然而,全波与桥式整流器已有预先封装成一体的形式(如图 10.8 所示)。

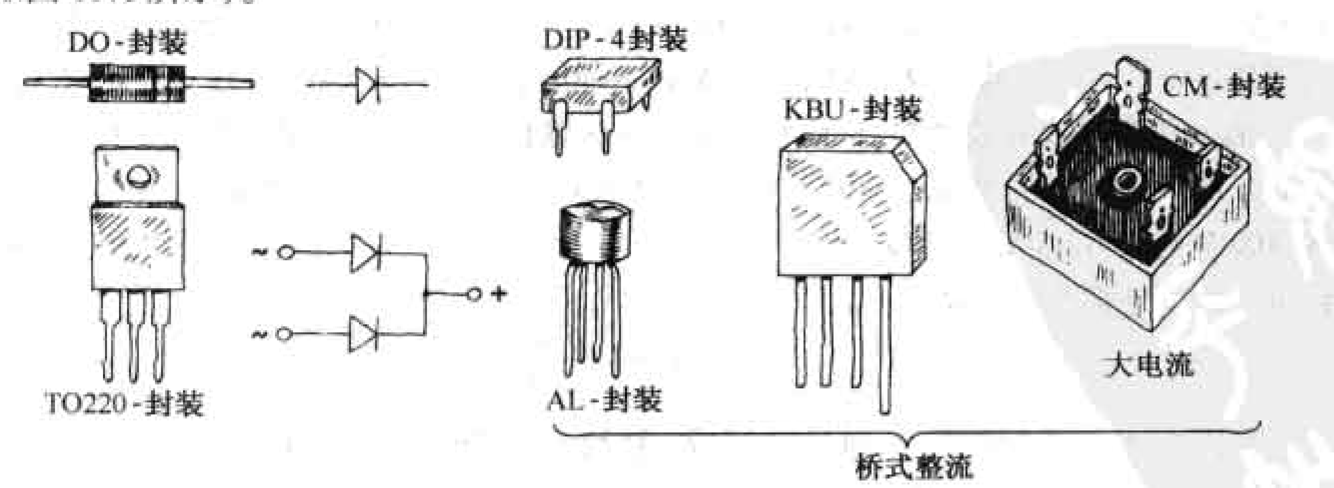


图 10.8 部分整流器件的外形

确保电源电路中的整流二极管应有合适的正向整流电流和反向峰值电压(PIV)。一般整流二极管的额定电流为 1~25 A,PIV 额定值为 50~1000 V,浪涌电流额定值为 30~400 A。一般通用的整流二极管包

括:1N4001~1N4007系列(额定电流值为1 A,0.9 V正向电压降),1N5059~1N5062系列(额定电流为2 A,1.0 V正向电压降),1N1183 A~1N1190 A(额定电流为40 A,0.9 V正向电压降)。在低压应用中,可以使用肖特基势垒整流器,其正向电压降小于标准的整流器(一般小于0.4 V),然而它们的反向击穿电压比较小。通用的全波电桥整流器包括3N246~3N252系列(额定值为1 A,0.9 V正向电压降)和3N253~3N259系列(额定值2 A,0.85 V正向电压降)。

10.5 几种简单的稳压电源

图10.9(a)所示的稳压电源,采用额定值在12.6 V,1.2~3 A的中心抽头变压器。整流后的脉动电压峰值为8.9 V。滤波电容(C_1)滤平脉冲,7805稳压输出+5 V。C_2跨在稳压器的输出端,用来旁路可能由负载产生的高频噪声。跨接在7805输入输出端的二极管用来保护稳压器,避免来自负载端产生的浪涌反相电流的损害,当电源关断时就有可能产生这样的浪涌。例如,断电后跨接在输出端的电容放电速度比跨接在输入端的电容放电速度慢,这将使稳压集成电路反偏并且可能损害工作中的稳压器,这时,二极管将旁路稳压器的反相电流。图10.9(b)所示的电源与图10.9(a)所示电路,只是它采用了桥式整流器而已(如图10.9所示)。

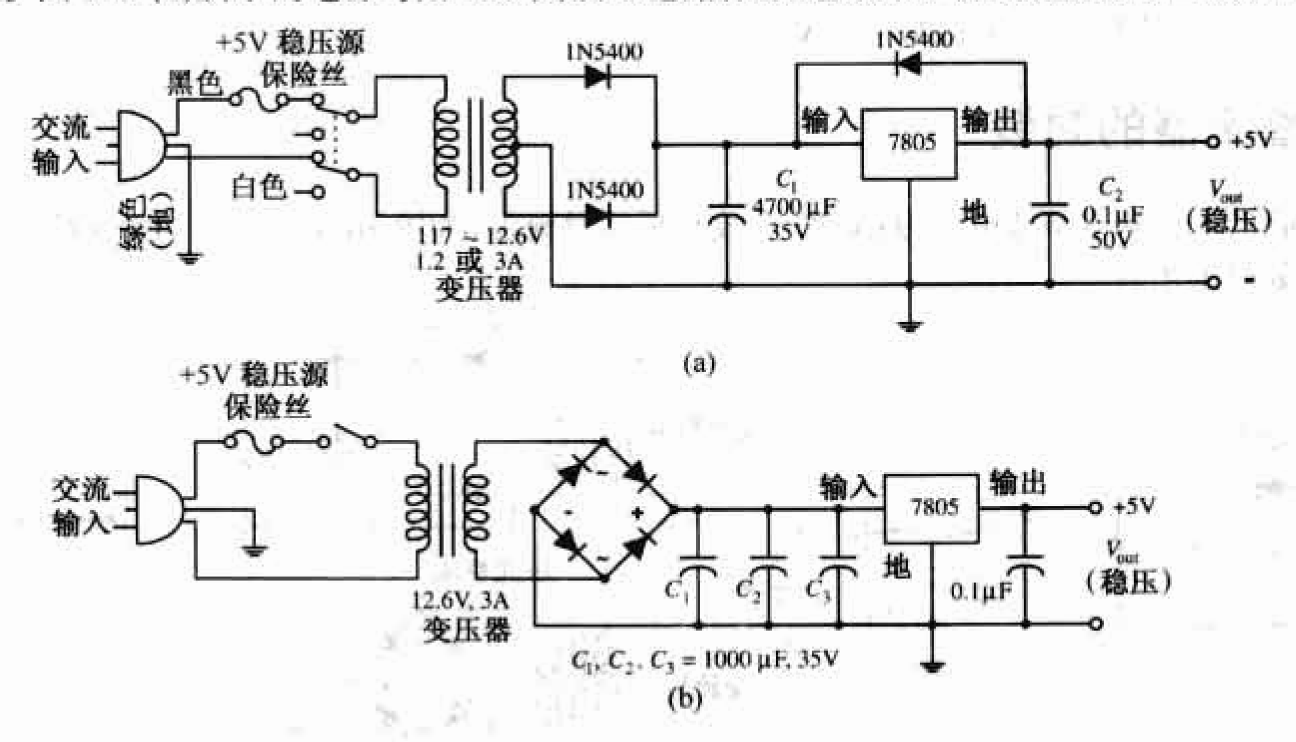


图 10.9 输出+5 V的稳压电源

双极型可变输出(±1.2~35 V)稳压电源

图10.10(a)所示的双极型线性电源将提供任何1.2~35 V的正电压或负电压。如果提供足够的散热设备,这个互补的稳压器——LM317(+)和LM337(-)——将输出1.5 A电流(取决于输出电压)。该电源对许多日常电路的测试和供电将是很有效的。重要的是变压器次级中心抽头与地相连,从而可提供相对于地的正电压和负电压。它将电压从初级的120 VAC转换成次级的48 VAC,且通过中心抽头分成两个24 V AC。将中心抽头作为地或者公共端,从而获得正负电压输出。二极管将变压器输出的交流波形调整为直流脉动波形。C_1和C_2电解电容滤除直流电压脉动波形。与电解电容并联的小薄膜电容器C_3和C_4可提高电路的瞬态响应,且滤除高频噪声。LM317(+)和LM337(-)是互补的可调节电压的稳压器,它们的输出能够通过两个外部电阻来调节,输出电压为:

$$V_{OUT}=1.25\times\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

为了防止稳压器输出电压中电压被放大,通过C_5和C_6将纹波抑制能力从65 dB提高到80 dB。C_7和C_8电解电容用来缓冲输出电压的变化,且使输出阻抗降低。C_9和C_{10}是旁路电容以滤除输出中的高频噪声。所以,旁路电容应该具有低的阻抗(例如,聚酯、聚丙烯、聚苯乙烯或聚脂薄膜电容器)。48 VAC (24-0-24)变压器次级电压通常是受到限制的。本例中,次级输出电压上限由稳压器最大输入电压和35 VDC滤波电容耐压来决定。

在图10.10(b)中,采用7815正电压稳器和7915负电压稳压器构建的±15 V稳压电源。

双极型功率电源(±12 V)

在图 10.10(c)中,采用了额定值为 18 VAC 的中心抽头变压器。全波整流器、7812 和 7912 稳压器组成的双极型功率电源,其输出为稳定的 ±12 V 电源。该电路常用做运算放大器的功率源。

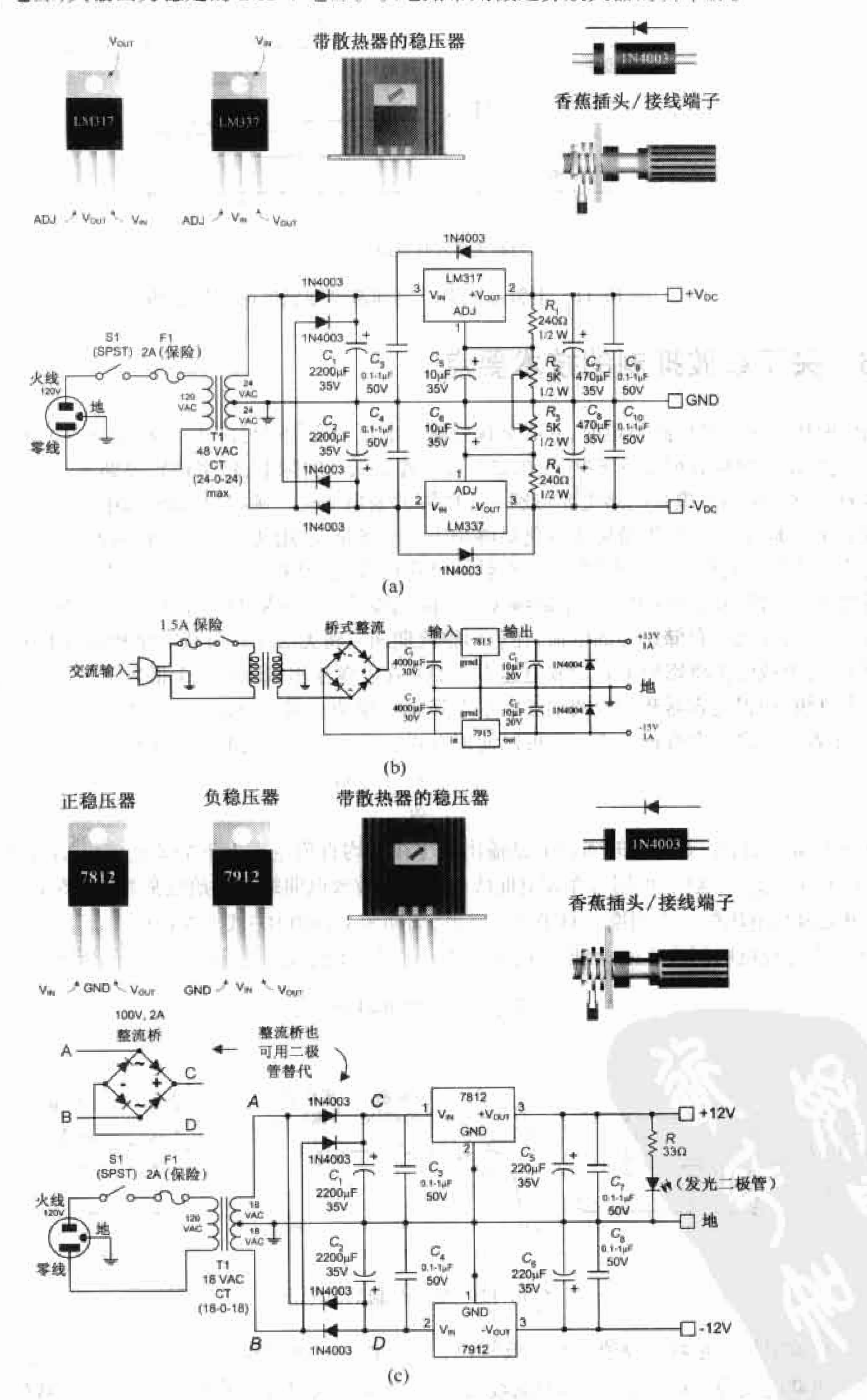


图 10.10　双极型可变输出的稳压电源

图 10.11 给出了将外部直流电源输入到由蓄电池供电设备的简单方法。若没有外部电源(外部直流电源没有连接),短路触头将供电转为蓄电池供电。然而,当外部直流电源通过直流插头接入时,短路触头将由蓄电池供电切换成直流适配器供电。

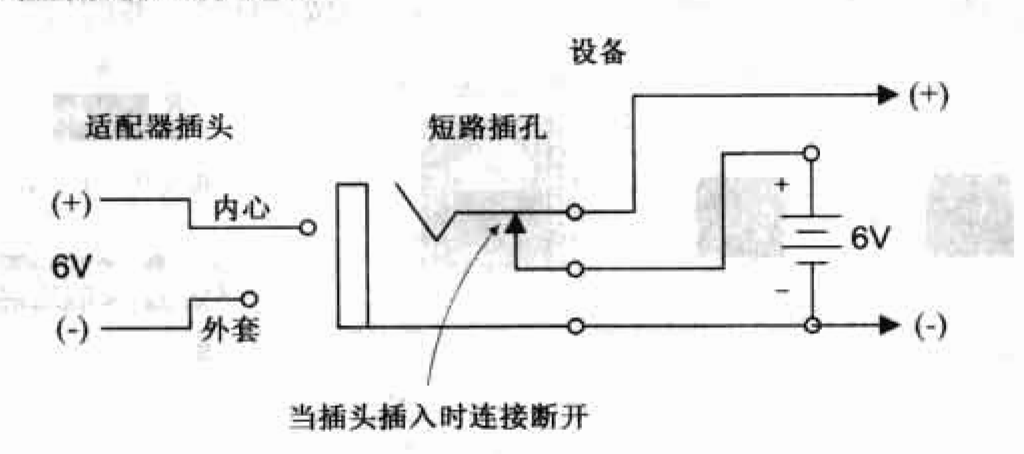


图 10.11 电源适配器供电和蓄电池供电的切换电路

10.6 关于纹波抑制的技术要点

当电源用来为敏感电路供电时,它必须保持输出电压的变化尽可能小。例如,用 5 V 电源供给数字电路,输出电压的变化应该限定在 5%(或 0.25 V),或者更低。实际上,数字逻辑电路通常有最低 200 mV 的噪声容限。对于小信号模拟电路更要特别关注电源的输出变化。例如,有时要求电源电压变化小于 1%才会正常工作。那么,要如何保持输出变化足够小呢? 答案是:使用滤波电容和稳压器。

滤波电容在正向整流期间存储电荷,存储的电荷可以减少输出的波动;在负相整流期间,滤波电容通过负载放电——使得输出电平有一个足够缓慢下降的变化,从而保持输出电压在一定电平上。如果滤波电容太小,它可能无法存储足够的电荷,在负向整流期间它将无法保持负载电流和输出电压稳定。

事实上,负载电流将影响电容的放电速率。如果在电源输出端跨接一个低阻抗值的负载,电容相对地的放电将更快,使得电容器和负载两端的电压下降相应变快。另一方面,对于高阻抗的负载,电容放电变慢,这意味着输出将不会有很大变化。可以使用下式计算在放电期间的电容两端的压降:

$$I = C\frac{dV}{dt} \approx C\frac{\Delta V}{\Delta t}$$

式中,I 是负载电流,Δt 是放电时间,ΔV 是输出电压在平均直流电平上下的波动值。ΔV 也被为是脉动电压峰 - 峰值 $V_{ripple(pp)}$(这里,可用线性放电曲线来替代指数放电曲线描述放电周期,如图 10.12 所示)Δt 可近似为整流输出电压的一个周期。对于全波整流,周期为 1/(120 Hz)或 8.3×10^{-3} s。实际上,在峰 - 峰值变化期间,电容放电时间为 5 ms,充电时间为 3.3 ms。为方便起见,可以用下式简化计算:

$$V_{ripple(rms)} = (0.0024\ s) \times \frac{I_L}{C_f}$$

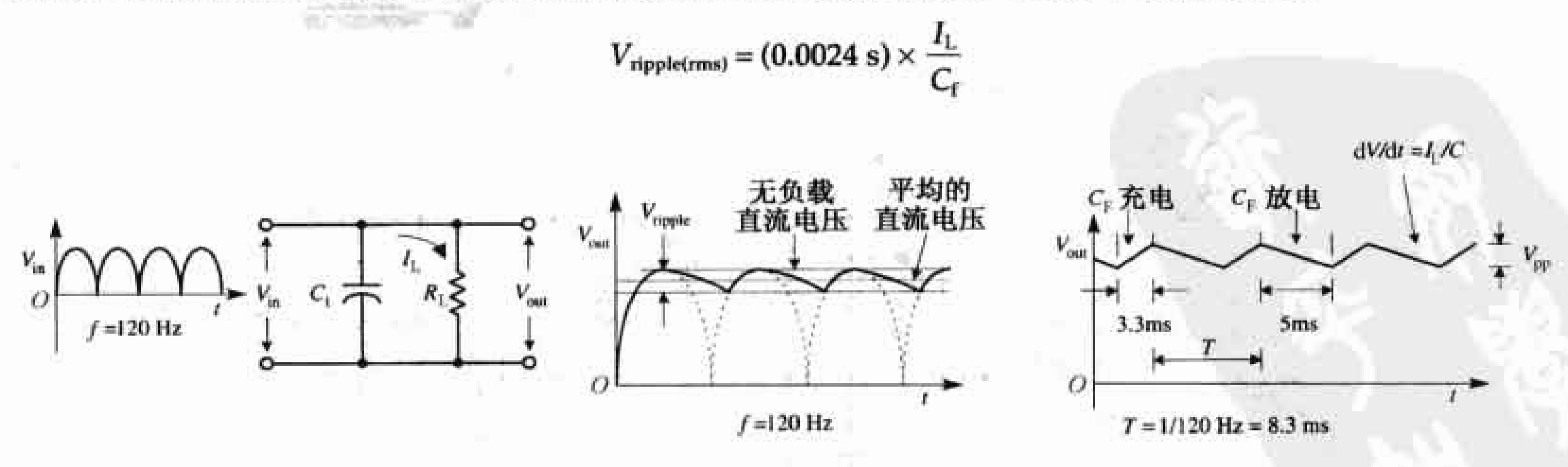


图 10.12 纹波抑制的波形曲线

注意,纹波电压不是峰 - 峰值而是有效值($V_{pp} = \sqrt{2}V_{rms}$)。为了检验该等式,可计算连接 4700 μF 滤波电容、最大负载电流为 1.0 A 的 5 V 电源的纹波电压(这里假设已使用稳压器)。将上述数值代入等式,可

以得到 $V_{ripple(rms)}$ = 510 mV。之前我们说过，如果用该电源为数字电路供电，电压变化量应在正负 0.25 V 之内。510 mV 的纹波电压显然太大了。这时，很自然地会想到：通过改变电容值以获得更好的结果。也就是说，取 C 为无穷大最好。理论上，这是对的，但是实际上是不可能的。不可能的原因有三个：第一个原因很简单，不可能找到无限大的电容。如果存在无穷大的电容，整个世界也将变得面目全非了，这不是我们要讨论的事情。第二个原因和电容误差有关，遗憾的是，用于电源的大容量电解电容都有很大的误差值。对于这些元件来说，误差通常为 5% ~ 20% 或者更大。实际上，误差的存在导致纹波电压计算将是不确定的。第三，也可能是最主要原因，为避免机械地硬套公式，可以利用稳压器内在的纹波抑制特性。下面将会看到，电压稳压器可以解决这些问题。

稳压器经常用分贝来表示纹波抑制能力。例如，7805 的抑制纹波能力大约为 60 dB。使用衰减表达式，可以得到纹波的抑制程度：

$$-60\ \text{dB} = 20\lg\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$-3 = \lg\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$10^{-3} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

上式表明输出纹波减小为 1/1000。如果使用上述滤波电路和稳压集成电路，其输出纹波电压将仅有 0.51 mV——在安全限定值以内。有必要指出的是 7805 在输入和输出之间需要一个不小于 3 V 的电压差值才能正常工作。这意味着要获取 5 V 输出，稳压集成电路的输入电压不能小于 8 V。同时，要注整流器的压降(一般是 1 ~ 2 V)。因此变压器的次级电压必须大于 8 V。对于 5 V 的电源，使用次级电压为 12 V 左右的变压器是合适的。

现在再来看 LM319 可调稳压集成电路如何更好地抑制纹波。假设 LM317 被用于一个次级电压有效值为 12.6 V 的变压器电源中。在一个周期中滤波电容 C_{filter} 上的峰值电压为 17.8 V(次级线圈的峰 – 峰值电压)。LM317 抑制纹波的特性大约为 65 dB，借助于并联 10 μF 电容的 LM317 的分压器，该值大约可以提升到 80 dB(如图 10.13 所示)。

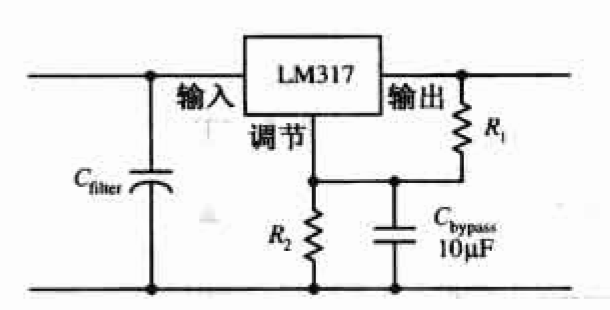


图 10.13　借助并联电容进一步抑制纹波

如果让滤波电容 C_{filter} 为 4700 μF，且假定最大负载电流是 1.5 A，则可以得到纹波电压为：

$$V_{r(rms)} = 0.0024\ \text{s}(1.5\ \text{A}/4700\ \mu\text{F}) = 760\ \text{mV}$$

另外，该纹波电压对于敏感集成电路显得太大了，很难工作。然而，若考虑到 LM319 的抑制纹波能力(假定使用旁路电容)，对纹波的衰减量为：

$$-80\ \text{dB} = 20\lg\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$-4 = \lg\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$10^{-4} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

换句话说，输出纹波减少为 1/10 000，最终输出脉动电压仅为 0.076 mV。

10.7 相关问题

电源滤波器和电浪涌抑制器

电源滤波器是一种接在电源电路与市电之间的 LC 滤波电路,用来虑除输入电源线路中的高频干扰。电源滤波器也可以抑制电压尖峰,且可消除由电源产生的射频干扰辐射。电源滤波器接在变压器之前,如图 10.14 所示。市场上可以买到封装好的交流电源滤波器,可参阅有关电子元器件目录。

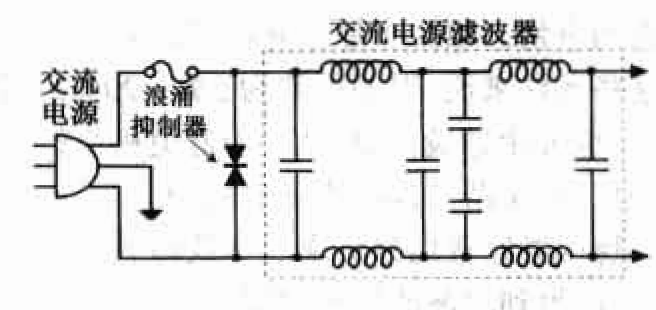


图 10.14 交流电源滤波器

浪涌抑制器用来短路超过安全极限值的端电压(例如,尖峰信号)。这些器件就像双向的大功率稳压二极管。它们很便宜,封装和二极管相似。

图 10.15 显示的消弧电路和箝位电路可以跨接在稳压电源的输出端,避免当稳压器损坏时输出电压升高,以用来保护负载。

消弧电路

对于消弧电路,当电源电压超过稳压二极管击穿电压 0.6 V 时,稳压二极管导通,触发晶闸管(SCR)导通。SCR 分流有害的电流到地。此后只有当电源关断或切断通过 SCR 的电流时,消弧电路的 SCR 才能关断。

箝位电路

在电源的输出端跨接一个稳压二极管也可以实现过电压保护。然而,如果电流过大,它可能会被烧毁。为了避免稳压二极管烧毁,可用一个大功率晶体管来分流。当电压超过稳压二极管的击穿电压时,将有电流通过它流入晶体管的基极,导致额外的电流经晶体管集电极、发射极到地。利用箝位电路可以消除由于电压尖峰产生的误触发。另一方面,它不需要复位,这点与消弧电路不同。

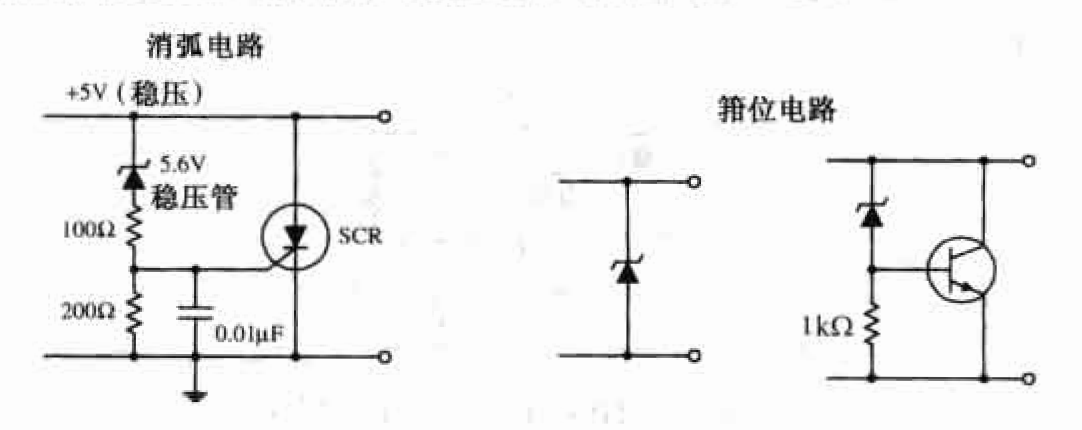


图 10.15 消弧电路和箝位电路

过电压保护

当无稳压源的输出端并联一电阻,当关闭电源且负载去掉时,滤波电容的高压(可能是致命的)就会通过它放电。该电阻称为泄放电阻(参见图 10.16),最好用 1 kΩ,1/2 W 的电阻。

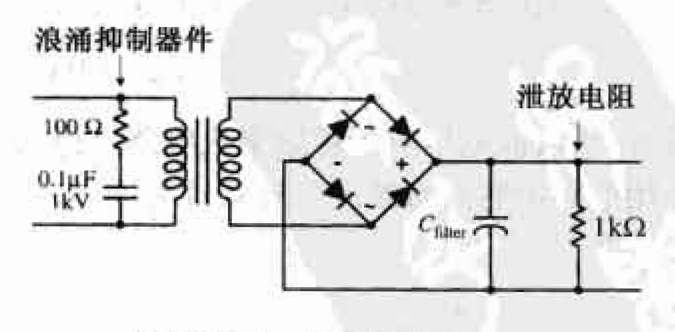


图 10.16 过电压保护电路

RC 串联电路并联在变压器的初级,可以防止当电源关闭时产生很大的感应瞬间浪涌电压。电容的耐压参数必须足够高。典型的 RC 电路由一个 100 Ω 电阻和一个 0.1 μF,1 kV 电容组成。就像前面所提到的,也可以使用专门的浪涌抑制器件。

10.8　开关稳压器电源

开关电源或开关式电源是一种特殊的电源，它的转换效率远大于前面所提到的线性电源。线性可调电源和稳压器电路需要比实际所需要电压更高的输入电压。电压降低时，在稳压器电路的器件上将产生热量导致能量损失。对于这些电源来说，能量转换效率(P_{out}/P_{in})一般低于 50%。也就是说大半的能量以热量的形式散发掉了。

开关电源可以获得超过 85%的能量转换效率，这意味着它比线性稳压电源有更好的能量转换效率。开关电源也有一个很宽的电流和电压工作范围，并且可以做成降压(输出电压小于输入电压)、升压(输出电压大于输入电压)或反相(输出与输入极性相反)电源。而且，开关电源可以做成直接工作于交流电源(市电)，无须笨重的电源变压器，可做得既轻又小，从而使开关电源在电脑或其他小型设备中得到广泛应用。

开关电源在很多方面与线性电源类似。然而，它有两个独有的特点：储能电感器和非线性稳压电路。与线性电源不同的还有，线性电源通过改变调整元件的电阻值来调整电压，而开关电源接入一个可调系统，通过控制调整元件开通和关断时间来调整电压。开/关脉冲是由振荡器/误差放大器/脉宽调制电路来控制的(如图 10.17 所示)。

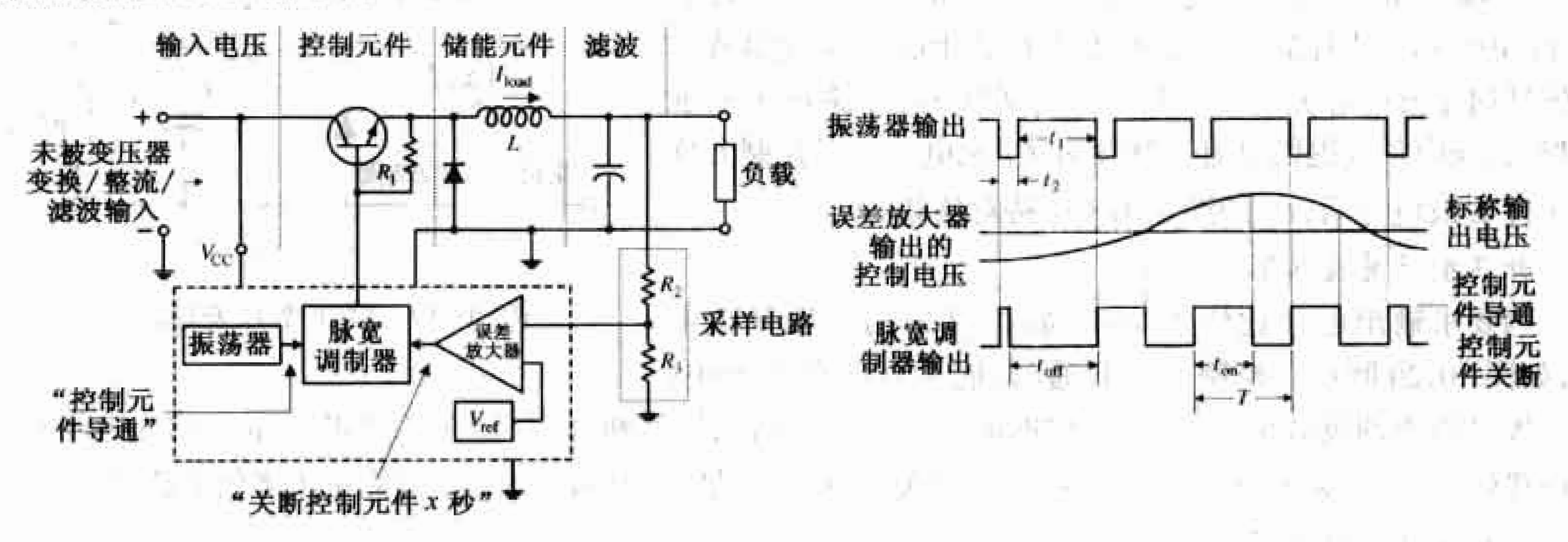


图 10.17　开关稳压器及其控制信号

在开关调整元件接通时，能量流经电感(能量存储在电感线圈磁场里)。当开关调整元件关断时，存储在电感里的能量直接通过二极管到滤波器和负载释放。采样电路(R_2 和 R_3)对输出电压进行采样且反馈到误差放大器的一个输入端。然后，误差放大器将采样电压和参考电压(V_{ref})进行比较，若采样电压低于参考电压，误差放大器将提高它的输出控制电压，然后该控制电压被送到脉宽调制器(如果采样电压超过参考电压，误差放大器将减少输出控制电压)。与此同时，振荡器提供稳定的一系列触发电压脉冲给脉宽调制器。调制器用振荡器的脉冲和误差放大器的输出来产生开/关信号，送给开关调整元件的基极。经整形后的振荡器信号以矩形波表示，由输入误差电压决定调整器件的导通时间。如果误差电压低(意味着采样电压比要求的要高)，调制器送一个较短脉宽控制元件。要是误差电压较高(意味着采样电压比要求的要低)，脉冲宽调制器送一个较长的脉宽给控制元件。图 10.17 给出了振荡器、误差放大器和脉宽调制器输出波形之间的相互关系。用频率和宽度均可改变的开关脉冲提供给开关稳压电源的调整器件，可以获得很高的转换效率。因此，开关电源比线性电源的效率更高，且关闭电源时的辐射较小。

图 10.18 给出了一个典型的开关稳压器的布局。556 双时基集成电路具有振荡器和脉宽调制器功能，同时 UA723 稳压器用做误差放大器。R_2 和 R_3 构成采样电路，R_6 和 R_7 设置参考电压，R_4 和 R_5 设置送给脉宽调制器的控制电压。

升压，将压和反相开关稳压电路

如图 10.17 所示的开关稳压器是降压稳压器。用于输出电压低于输入电压的应用场合。现在，开关稳压器也可用到升压和反相电路中。当输出比输入高时就采用升压电路，反相电路使用于输出电压和输入电压极性相反的情形。

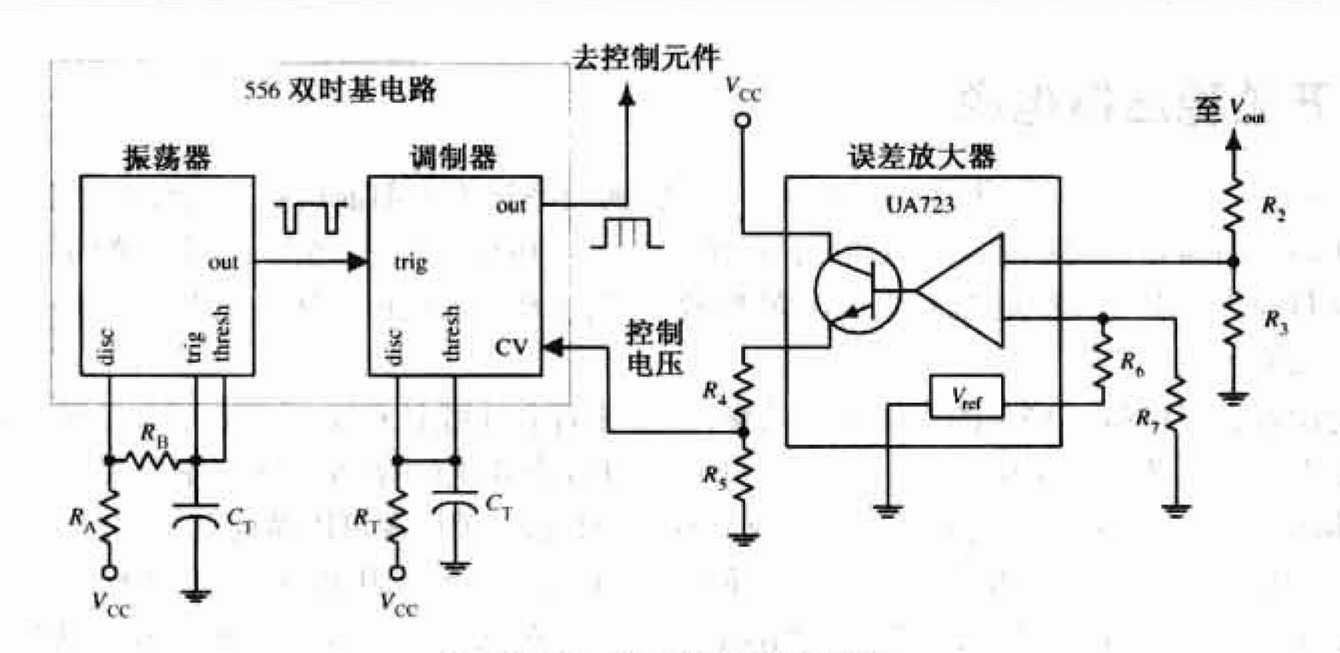


图 10.18 典型的开关稳压器

降压型开关稳压器

当输出电压比输入电压低时，采用降压型稳压器，如图 10.19所示。当控制元件接通时，L 存储能量，并向负载提供电流且向滤波电容充电。当控制元件关闭时，存储在 L 的能量释放，既向负载提供电流又继续对 C_f 充电——当控制元件关闭且 L 放电完后，C_f 的能量用来维持对负载的供电。

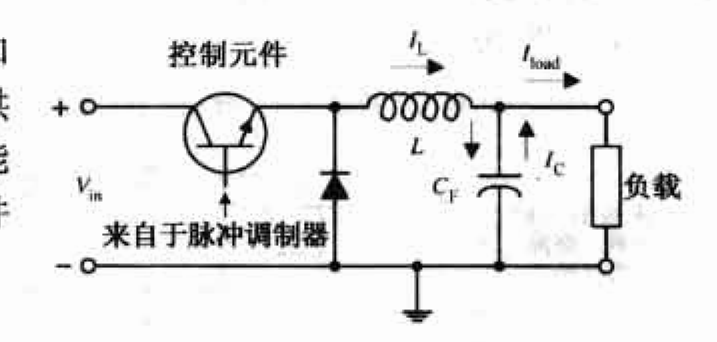


图 10.19 降压型开关稳压器

升压型开关稳压器

当要求输出电压比输入电压高时，可采用升压开关电路，如图 10.20 所示。控制元件开通时，能量存储在电感中，被二极管隔离的负载由存储在 C_f 中的能量供电。控制元件关断时，存储在 L 中的能量与输入电压相加，向负载供电，同时对 C_f 充电——当控制元件关断且 L 中的能量释放尽时，C_f 的能量用来供应负载电流。

反相型开关稳压器

当输出电压与输入电压极性相反时，可采用反相型开关稳压电路，如图 10.21 所示。当控制元件接通时，能量存在 L 中，同时二极管将 L 和负载隔开，负载电流由 C_f 提供。当控制元件关断时，存储在 L 中的能量向负载供电且对 C_f 充电，形成负极性的 V_{out}。当控制元件关闭且电感放电结束时，C_f 向负载提供电流。反相开关电源稳压器电路既也可以做成升压型，也可做成降压型。

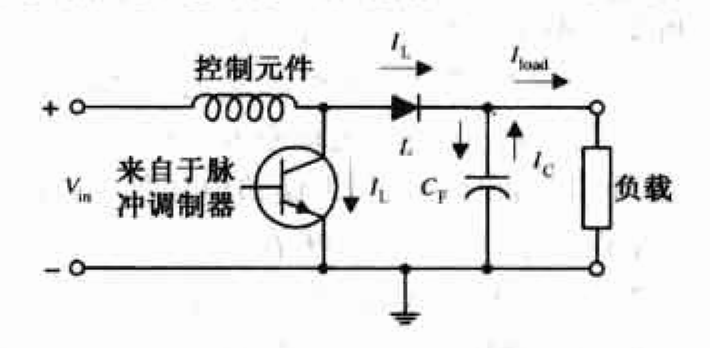


图 10.20 升压型开关稳压器

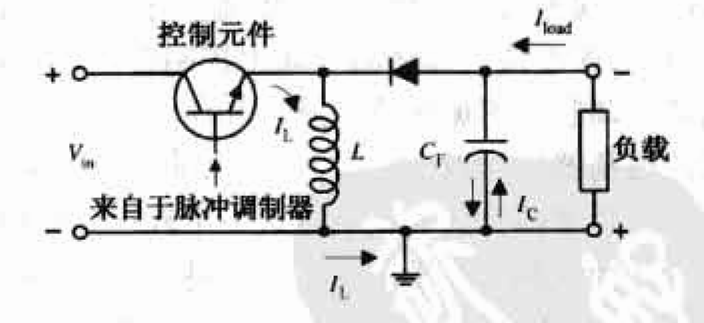


图 10.21 反相型开关稳压器

消除对笨重电源变压器的需求

通过使用开关稳压器独特的开关转换原理，设计一个在输入级中不需要笨重的电源变压器(60 Hz)的稳压电源是可能的。换句话说，可以设计一个可直接接到交流市电的开关电源——在馈送到稳压器之前还必须对交流电压进行整流和滤波。然而，去掉电源变压器后就去掉了 120 V 交流市电至直流输入端之间的保护性隔离。没有了隔离，直流输入电压将是 160 V 左右。为了避免潜在的不稳定因数，开关稳压器必须更改。提供隔离的一个方法是用带次级绕组的高频变压器代替存储能量的电感，同时使用另一个高频变压器或光耦合来链接来自误差放大器反馈到可调元件的误差信号(如图 10.22 所示)。

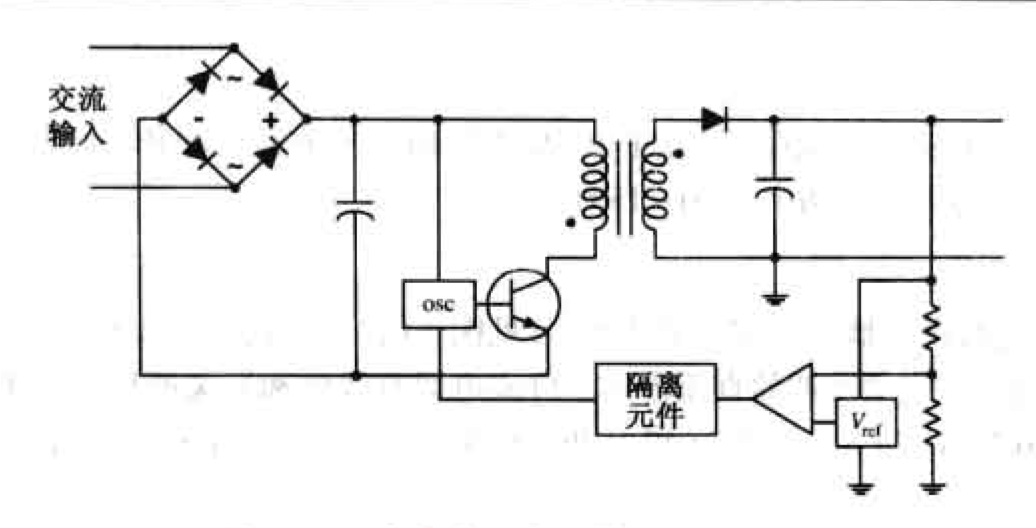


图 10.22　消除稳压电源器的电源变压器

现在,你也许会问:为何去掉一个变压器,而又增加另一个变压器(如果不需要两个的话)会使器件更小、更轻呢?根据物理学定律,当变化的信号频率变高,就可以减小变压器内的铁心。你可以用高频变压器,因为开关振荡器的振荡非常快(例如,65 kHz)。采用高频变压器的开关电源和采用一个 60 Hz 的电源变压器的开关电源,大小和重量差异是很明显的。例如,一个 500 W 的开关电源的体积为 640 立方英寸①,而一个同样比重的线性电源体积为 1520 立方英寸。而且,开关电源比线性电源运行时温度更低。从每立方英寸瓦特数来说,开关电源能达到 0.9 瓦每立方英寸,而线性电源通常只能提供 0.4 瓦每立方英寸。

对于开关电源还有一个小问题要说明:由于开关稳压器电路的脉冲开、关作用,开关电源的输出将包含一个小的开关脉冲电压(一般在几十毫伏)。通常脉动电压不会造成太多问题(例如,对于数字集成电路,200 mV 噪声容限不算大)。然而,如果电路对电源要求较高,就必须外加一个大电流的低通滤波器。

10.9　各种商品电源

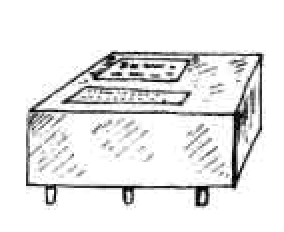
为了简单起见,你可以去购买一个成品电源而不需关注它的设计。这些电源要么是线性的,要么是开关形式的。有各种不同的封装形式可供选择。

小型模块电源

图 10.23 所示是用于小功率应用的电源(例如,±5 V, ±10 V,±15 V)。这些电源为小模块封装,通常是 6.5 cm×10 cm×2.5 cm 左右。它们通常带有引脚,可以直接焊装在电路板上。或者在它的旁边带有连接端子。这些电源可以是单输出端子的(+5 V),或者双输出端子(±15 V),或者三输出端子(+5 V, ±15 V)。线性电源的额定功率为 1~10 W。而开关电源的额定功率大约是 10~25 W,而且必须装保险丝、开关和滤波器。

开放式电源

这类电源是电路板、变压器等安装在一个金属板上(如果是低压电源,它可以简单装在电路板上),也可以被固定在仪器中(参见图 10.24)。电源有线性和开关两个类型。且有大范围的电压,电流和功率额定值(线性电源:10~200 W,开关电源:20~400 W)。通常还要装上保险、开关和滤波器。



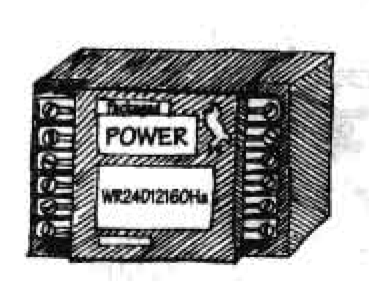
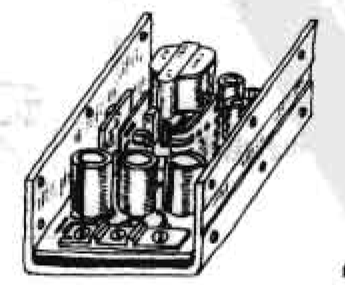




图 10.23　模块电源



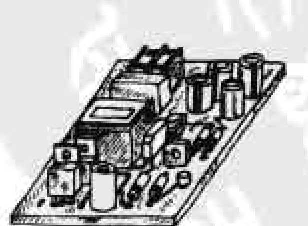


图 10.24　开放式电源

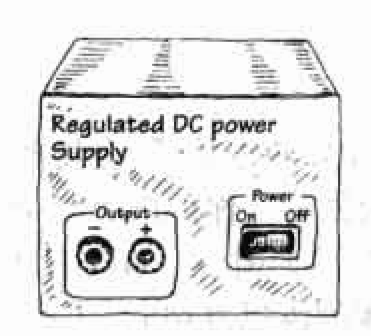
① 1 立方英寸(in^3)≈1.638×$10^{-5}$$m^3$——编者注。

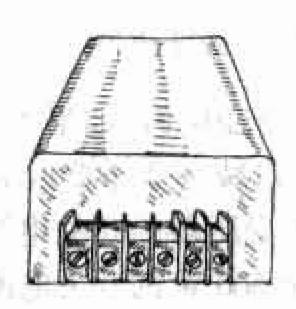
封闭式电源

这类电源封装在一个易于散热的金属盒子里(参见图 10.25),有线性和开关两种类型。线性电源额定功率是 10 ~ 800 W,开关电源额定功率是 20 ~ 1500 W。

壁挂式电源

壁挂式电源可以直接插入墙上的交流电插座(参见图 10.26),有的电源仅提供交流变压,有的仅提供固定的直流电压,也有的可提供可调的直流输出。可调电源有线性和开关两种调节类型。典型的输出电压有 +3 V, +5 V, +6 V, +7.5 V, +9 V, +12 V 和 +15 V。它们也可能是双极型的。





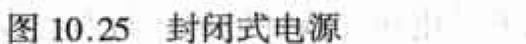


图 10.25 封闭式电源

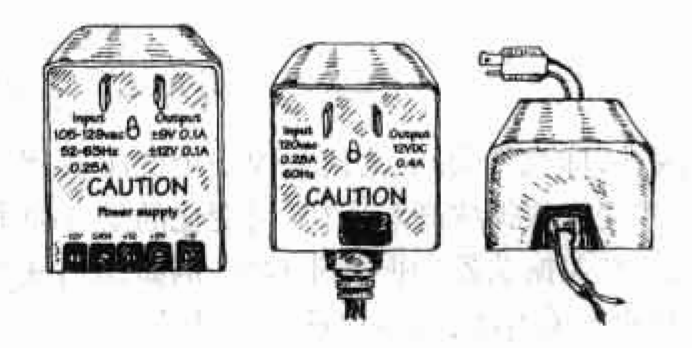


图 10.26 壁挂式电源

10.10 电源的制作

对制作电源的一些建议(参见图 10.27):

- 装配时电源变压器应直接装到金属外壳的后部。
- 保险丝、电源开关和接线端子也应安装在外壳后面板上。
- 电路板应固定牢靠。
- 在电路板上二极管或者整流器组件与滤波电容和电压调整元件尽可能紧靠放置。
- 保证稳压器的有效散热。
- 在外壳前面放置电源输出插孔。
- 在外壳上钻孔帮助散热。
- 外壳接地。
- 电源线从后面板的孔中引出,在出口使用一个橡皮圈。
- 为了避免电击,确认所有裸露的电源连接点都用热塑管隔离。

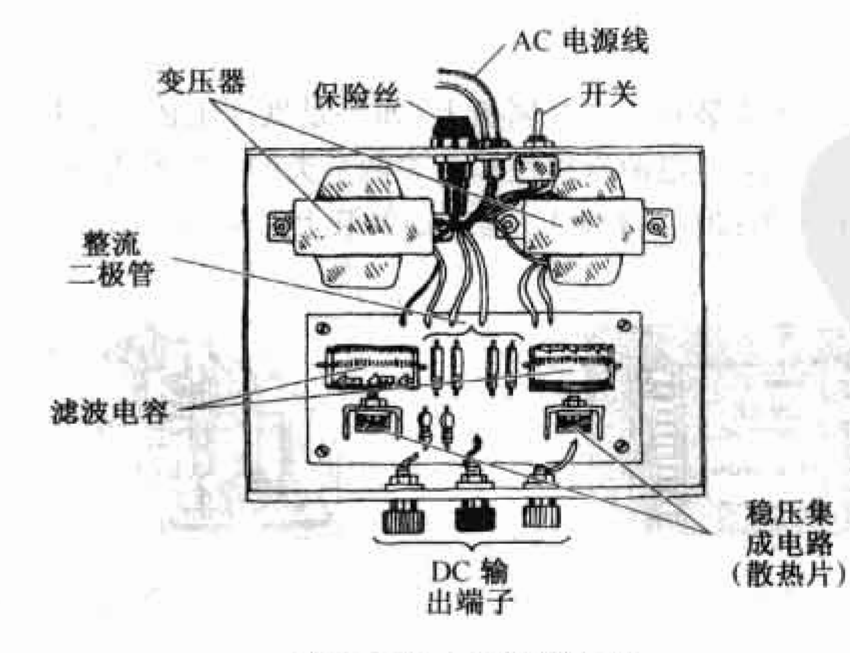


图 10.27 电源的制作

第11章 音频电子技术

本章的一部分介绍如何将声音信号转换成电信号。典型地转换过程是通过话筒来完成的。声音信号一旦被转换,对电信号的使用就看你的需要了。比如,可以放大信号、从信号中滤掉某些频率、与其他信号相混合、转换成数字信号并存入内存、调制该信号用于无线电波发射或用于触发开关电路(如转换器或延时器)等。

本章的另一部分介绍如何将电信号转换成声音信号。扬声器可以把电信号转换成声音信号(如果你对电信号的频率响应并不感兴趣,比如说旨在产生一个警报音,则可仅用一个简单的发声设备,如直流蜂鸣器)。用于驱动扬声器的电信号可以是由声音产生的原始电信号,或者是由特殊振荡电路产生的电信号。

11.1 音频概述

在开始介绍音频电路前,有必要再次了解有关声音的一些基本的概念。声音包括三个基本的要素:频率、强度(响度)和音色(泛音)。

声音频率是发声物体的振动频率。从人类的生理学上看,人的耳朵可以听到频率范围是20~25 000 Hz,人类最敏感的频率范围是1000~2000 Hz。

声音强度是在单位面积上每秒传播声音能量的大小(单位为 W/m^2),它取决于物体振动的振幅。当远离声源时,强度衰减与距离的平方成正比。人耳能够感受到的声音强度为 $10^{-12}\sim1\ W/m^2$。由于声音强度的范围太大,所以通常用对数刻度表示,即用分贝表示。因而,声音强度的定义为 $dB = 10\lg(I/I_0)$,其中,I 是以 W/m^2 为单位的测量的声音强度,$I_0 = 10^{-12}\ W/m^2$,是人耳能够感受到的最小声音强度。用分贝表示,人耳能够感受到的声音强度的范围是0~120 dB。图11.1显示了几种声音的频率和强度范围。

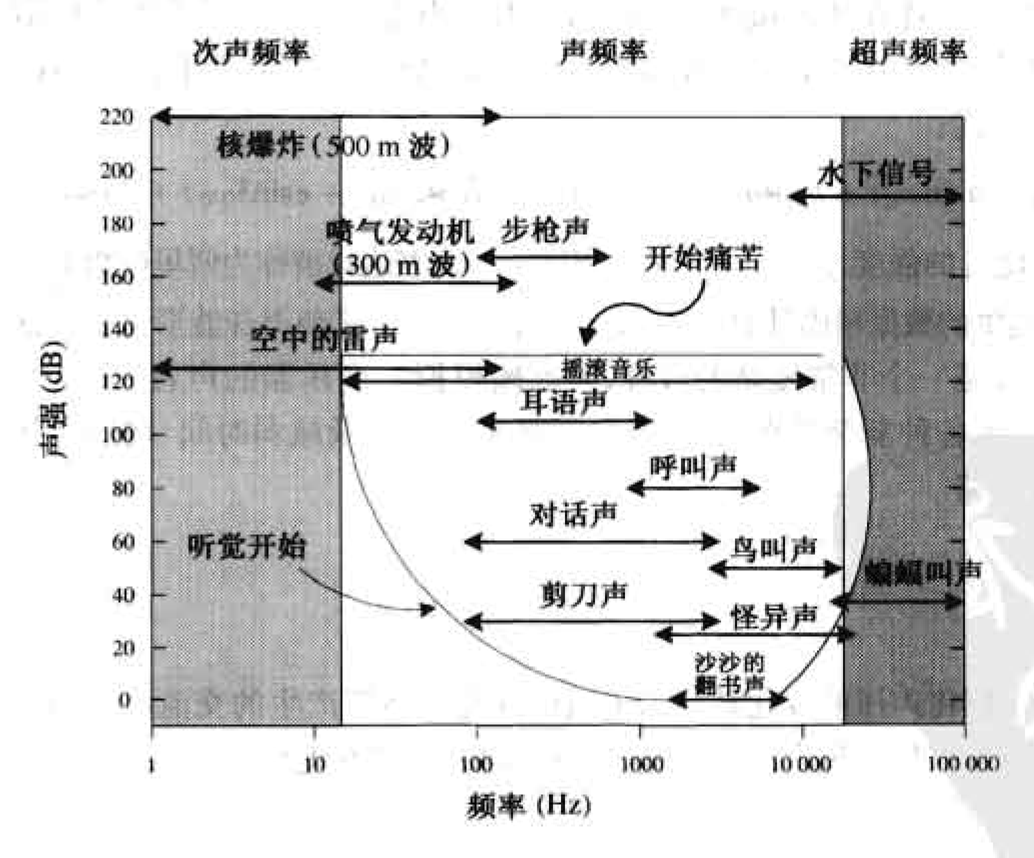


图11.1 几种声音的频率和强度范围

音调的品质,也就是音色,表征由乐器、音源产生泛音的复杂波形的模式。为了理解泛音的含义,不仿看一下简单的音叉,其共振频率为261.1 Hz(中央C音)。本例中,没有得到泛音,只得到一种频率。但是,

在小提琴拉出中央C音时,就会得到以261.1 Hz为主的同时包含其他较高频率但强度较弱的声波。通常强度较低的被称为泛音,强度最大的被称为基频。泛音是基频的整数倍(例如,2×261.1 Hz是第一个谐波,3×261.1 Hz是第二个谐波,n×261.1 Hz是第$n-1$个谐波)。在乐器、声音的谐波谱中,每个泛音都有特定的强度,这个特定的强度对应于乐器、声音的频率响应,它形成了独特的音质(每种乐器独特的泛音取决于该乐器的构造)。图11.2(a)所示为双簧管发出中央C音时的泛音频谱。

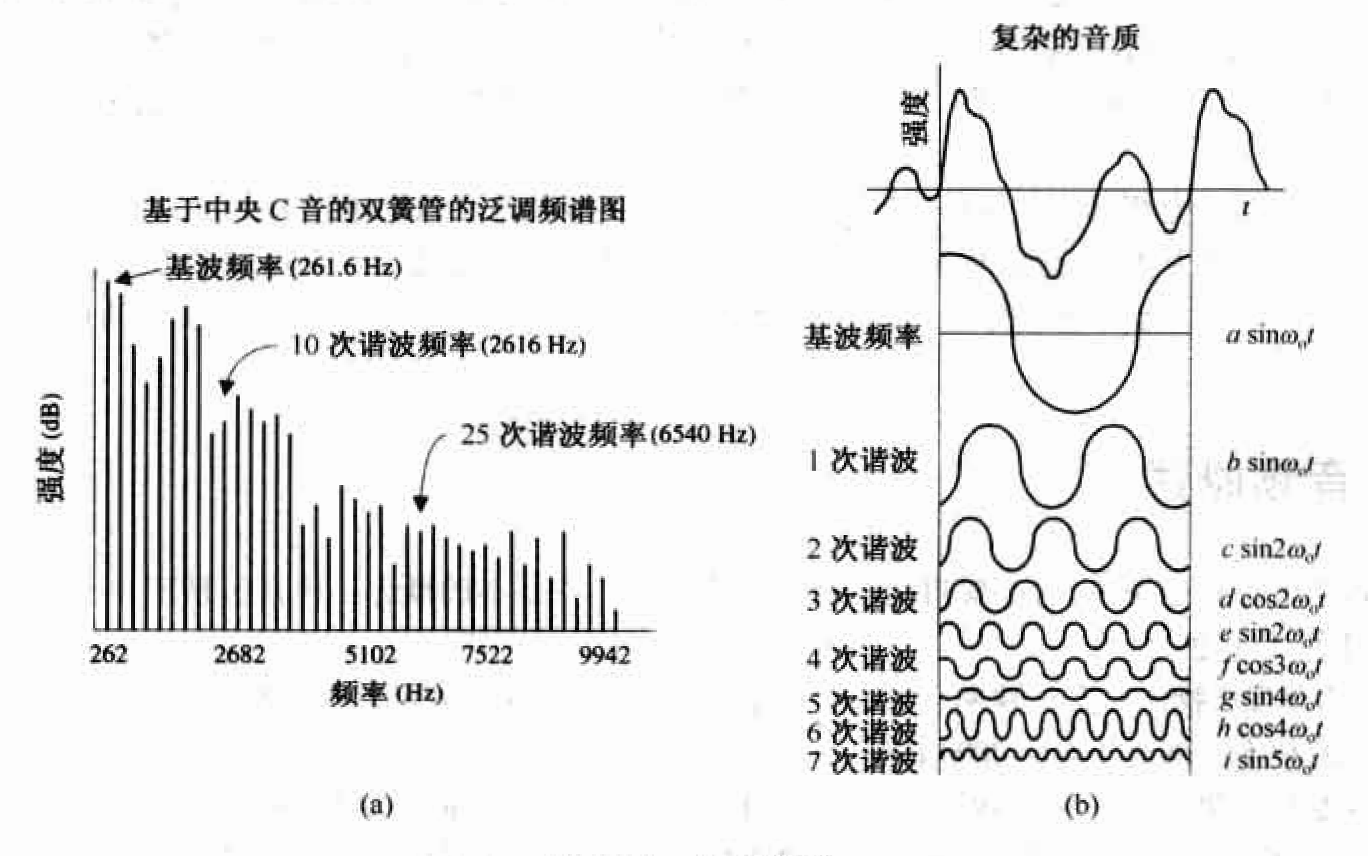


图11.2 泛音频谱

理论上,通过分析乐器的泛音频谱,可以创建各种乐器(如小提琴、大号、五弦琴等)的声音。为说明这个过程,假设有一些理想的音叉。一个产生基频,其他产生不同的泛音频率。用一种乐器谐波频谱做参考,就可以通过改变每个泛音音叉的强度来模拟出乐器的声音(实际上,要准确地模拟一种乐器,仅控制这些泛音的强度是不够的,还必须考虑增加和减少特定泛音的时间)。数学上,可以将一个复杂的声音表示为它所有泛音之和的形式:

$$\text{信号} = a\sin\omega_0 t + b\cos\omega_0 t + c\sin 2\omega_0 t + d\cos 2\omega_0 t + e\sin 3\omega_0 t + f\cos\omega_0 t + \cdots$$

系数a,b,c,d等是个泛音的强度,$f_0=\omega_0/2\pi$是基波频率。该表达式被称为傅里叶级数。系数必须根据给定的波形或由谐波分析仪提供的数据精确计算。图11.2(b)表明,一个复杂声音波形可分解成它的各次谐波。

通过电流合成声音是一个非常复杂的过程,要准确模拟一个乐器的声音、火车的鸣笛、鸟儿的喳喳声等,必须先设计可以产生各种复杂波形的电路,包括各种泛音以及减弱时间、增强时间等信息。为此,需要特殊的振荡器和调制电路。

11.2 话筒

话筒(也称麦克风)能将声压的变化转化为电流的变化。话筒产生的交流电振幅正比与声强,而频率正比与声频(注意,如果声音信号中包含泛音,则这些泛音也将出现在电信号中)。下面介绍三种常用的话筒。

动圈式话筒

动圈式话筒由塑料振动膜、声音线圈、永磁铁构成(如图11.3所示)。振动膜一端接在声音线圈上,另一端置于磁铁中(或磁铁边)。给振动膜施加方向不断变化的压力时,声音线圈会做出响应。声音线圈在磁场中加速运动,它会感应出电压。该电压可驱动小负载,若经过放大可驱动大负载。动圈式话筒较简单,能提供平滑的频率响应,且不需要通过直流电来驱动。它适用环境温度范围广,输出阻抗低。有些动

圈式话筒内置转换器，可用开关选择高输出阻抗或低输出阻抗。动圈式系统在公共场合、高保真音响、录音设备中广泛使用。

电容式话筒

电容式话筒是由一对充电片构成(如图 11.4 所示)。其中一片由刚性金属制成，固定放置并接地；另一片有弹性较好的金属或缠绕着金属线圈的塑料制成，与输入电压连接。空气压强不同时，两片间隔会发生变化，使其作用像一个"声容器"。系统利用一个低噪声、高阻抗的放大器以保证输出阻抗较低。电容式话筒音质清晰、噪声小，用于高质量录音。

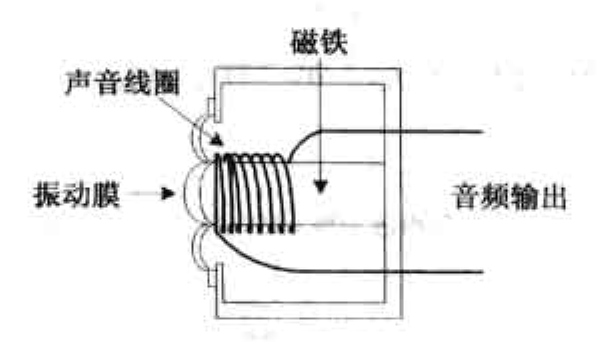


图 11.3 动圈式话筒

驻极体话筒

驻极体话筒由电容式话筒的变形(如图 11.5 所示)。为了省去给振动膜充电的外电压源，它采用一片永久极化的膜片和一片半导体材料背板并行放置。大部分驻极体话筒内置有一个小小的 FET 放大器。FET 放大器需外加电压驱动，电压通常为 +4 ~ +10 V，通过一个 1 ~ 10 kΩ 的电阻后再接到放大器上(参见图 11.5)。驻极体话筒适用于中频及高频段，不适用于低频区。基于这个原因，驻极体话筒在使用时受到限制。随着使用年限的增加，极性变弱，话筒的效果会变差。

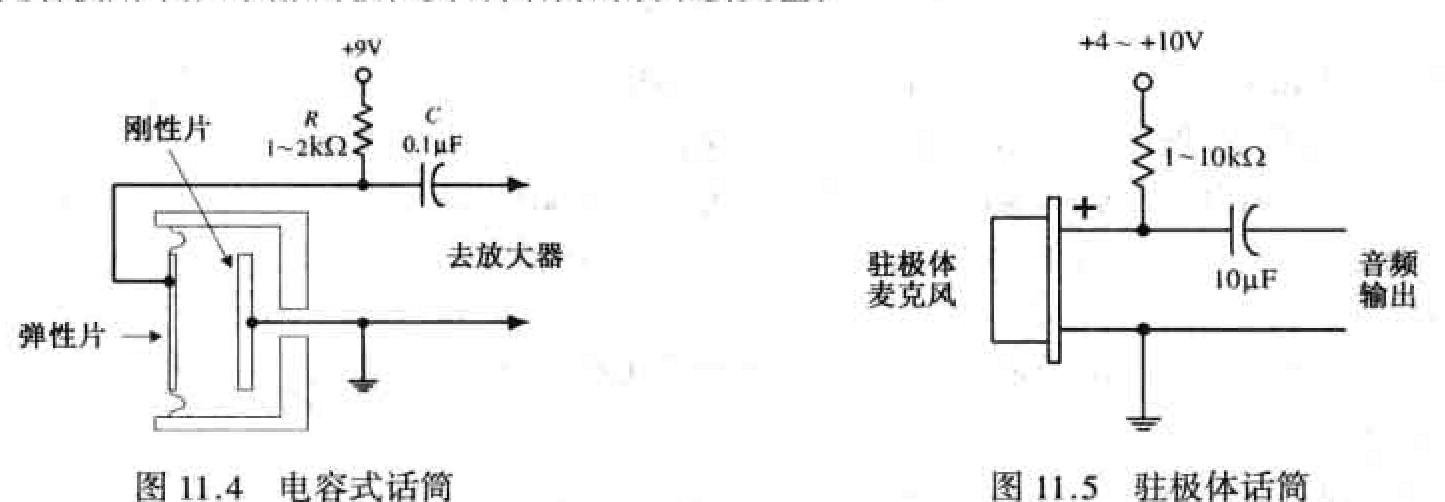


图 11.4 电容式话筒

图 11.5 驻极体话筒

11.3 话筒的特性指标

灵敏度：话筒的灵敏度表征输出电压与对输入声强的比值率。灵敏度常常用分贝来表示。

频率响应：话筒的频率响应是衡量话筒声电转换能力的指标。常规讲话只需要话筒能转换 100 ~ 3000 Hz 范围内的声波；而对高保真应用，则须在 20 ~ 20 000 Hz 范围内。

方向特性：它是指话筒对不同方向传来的声波的响应特性。全向型话筒对各方向的响应一致，定向型话筒对某些方向的声波响应较好。

阻抗：指话筒阻碍交流信号的能力。小于 600 Ω 以下的话筒属于低阻抗话筒，600 ~ 10 000 Ω 之间属于中阻抗话筒，而 10 000 Ω 以上的属于高阻抗话筒。现代流行的音响设备是用低阻抗话筒接高阻抗输入设备，而不采用高阻抗话筒接低阻抗输入设备，这样信号才不会失真。通常负载阻抗为源阻抗的 10 倍。

11.4 音频放大器

在音频电路中，电信号常常需要放大以便有效地驱动其他的电路单元或设备。用运算放大器来放大信号是最简单的也是最有效的方法。通用的运算放大器如 741 用于许多非临界的音频应用电路，工作情况良好。但是，一旦声音信号变得更为复杂时，它们可能就会引起信号失真并出现一些不可预料的结果。所以在音频应用中，较好的选择是用为处理音频信号设计专门的音频运放。音频放大器具有高转换速率、高增益带宽、高阻抗、低失真、高效的电压和功率转换，以及很低的输入噪声等特点。值得关注的高品质运放有：AD842，AD847，AD845，AD797，NE5532，NE5534，NE5535，OP-27，LT1115，LM833，OPA2604，OP249，HA5112，LT1057。

反相放大器

图 11.6 中的两个电路是反相放大器。两个电路的增益取决于 $-R_2/R_1$(参考第 7 章有关理论),而输入阻抗约等于 R_1。第一种电路使用的是双电源供电,而第二种使用的是单电源供电。

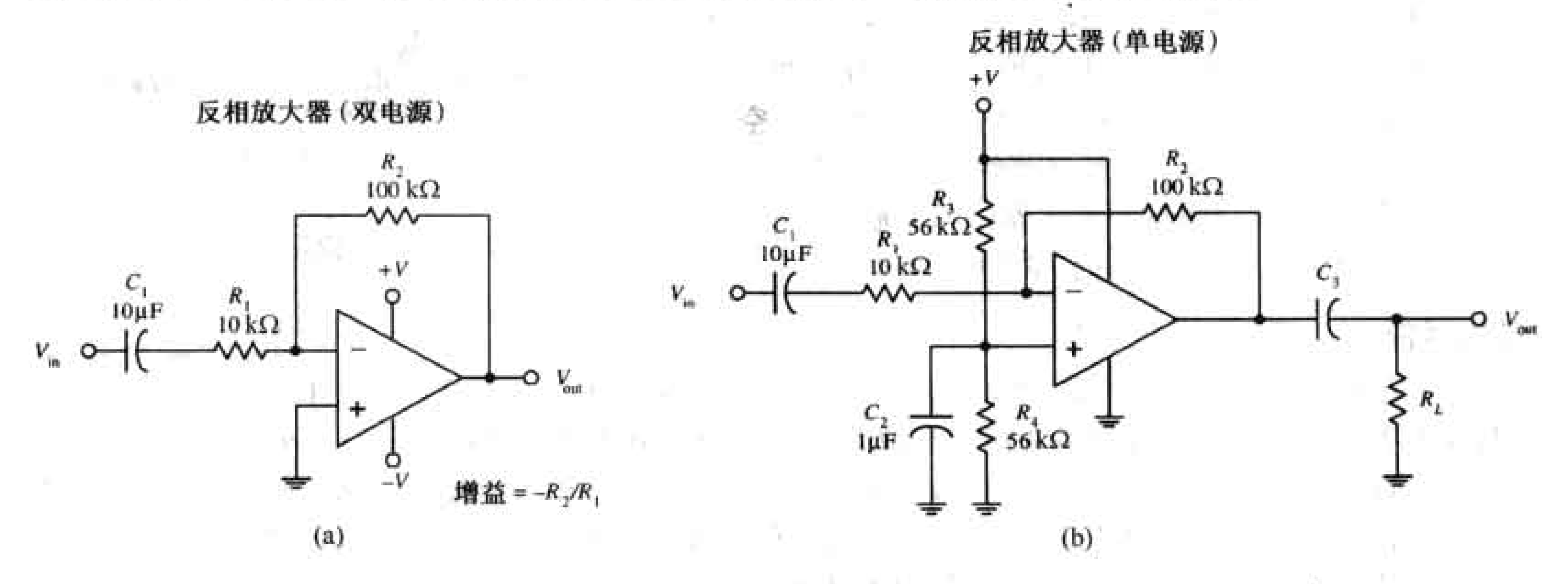


图 11.6 反相放大器

在单电源电路中,偏置电路 R_3,R_4 用于防止在音频输入信号处于负半周时放大器截止,它们给运算放大器的输出提供一定的直流偏置,以便得到完整的交流信号波形。若设置 $R_3 = R_4$,则输出直流电平为 1/2(+V)。为确保输出信号可靠,偏置电阻阻值应当在 10~100 kΩ 之间。耦合电容 C_3 用以阻止直流信号传到下一级电路。C_3 大小应等于 $1/(2\pi f_C R_L)$,其中 R_L 为负载电阻,f_C 为截止频率。滤波电容 C_2 用以滤去电源噪声。

值得注意的是,许多音响运算放大器被特别设计为单电源运行模式,不需要外加偏置电阻。

同相放大器

反相放大器在许多场合都很适合,但它的输入阻抗不够大。为了获得更大的输入阻抗,可以采用图 11.7 中的同相放大器。图 11.7(a)中的电路采用双电源,图 11.7(b)中的电路采用单电路。两种电路的增益为 $1 + R_2/R_1$。

R_1,C_1,R_2 和偏置电阻的功能与反相放大器电路相同,同相输入提供了极高的输入阻抗,通过调节 R_3 和 C_2(双电源电路)或 R_4(单电源电路),可以实现和源阻抗的匹配。输入阻抗近似等于 R_3(双电源电路)或 R_4(单电源电路)。

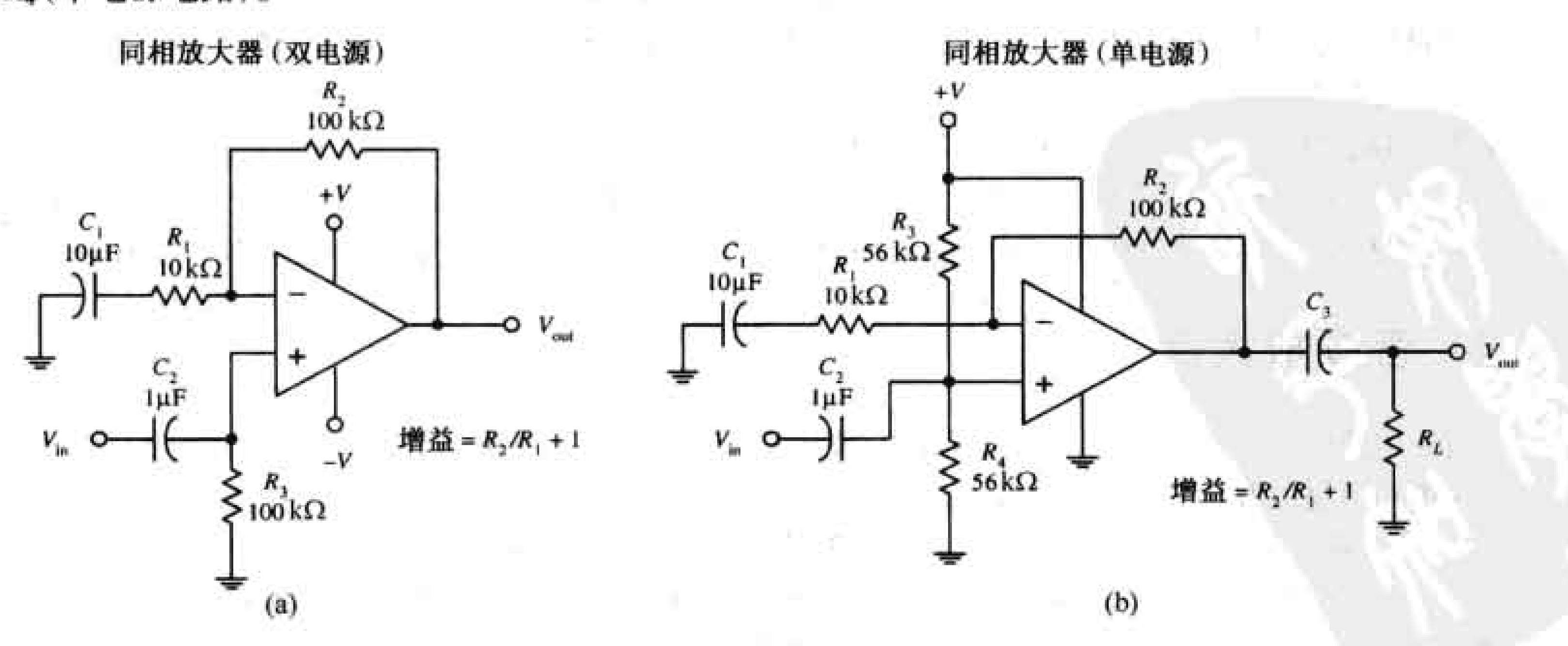


图 11.7 同相放大器

11.5　前置放大器

在大多数音频应用中，前置放大器被称为控制放大器，用来控制输入选择、电平、增益和阻抗等。图 11.8 给出一些简单话筒前置放大器电路[图 11.8(d)中的“高阻 Z”是指高输入阻抗话筒，其阻抗多在 600 Ω 以上]。

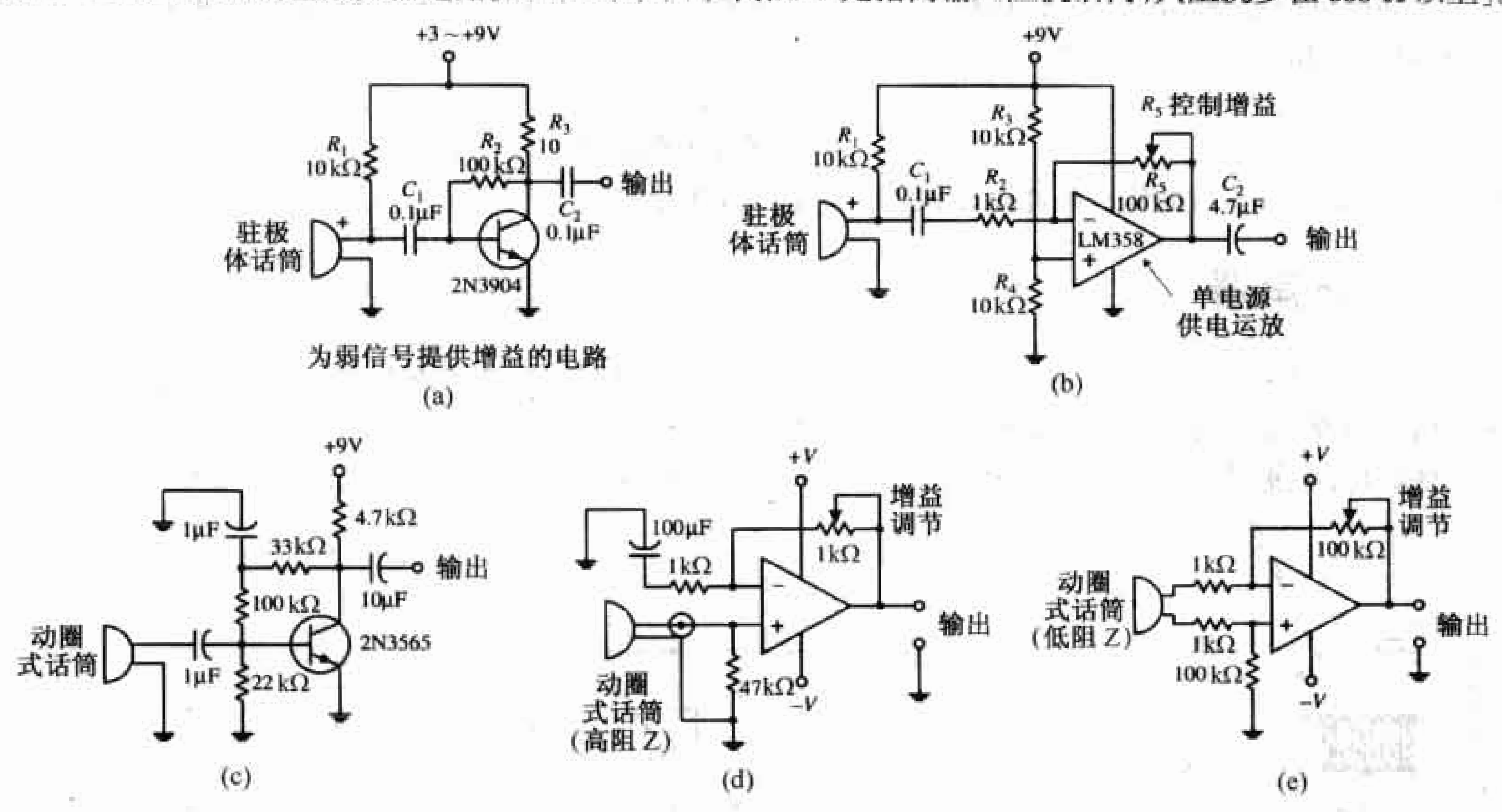


图 11.8　简单话筒的前置放大电路

11.6　混频电路

混频器本质上是一个加法放大器——它们把一系列不同的输入信号相加，形成一个叠加输出信号。图 11.9 是两种简单的音响混频电路。图 11.9(a)是用共射极放大器作为加法器，图 11.9(b)使用运算放大器作为加法器。电位器用以独立控制各输入信号。

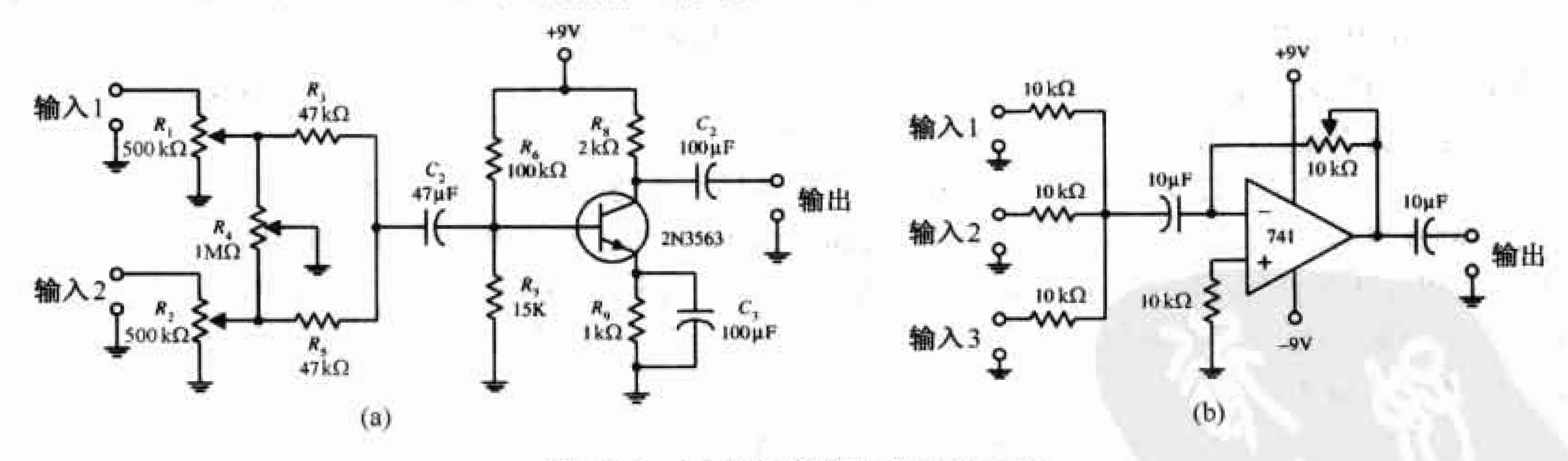


图 11.9　两种简单的音响混频电路

11.7　阻抗匹配

音响设备之间的阻抗匹配有必要吗？不说别的，至少在接连低阻抗源和高阻抗负载中是必要的。在电子管放大器中，阻抗匹配是十分重要的，阻抗匹配可以实现设备间的最大功率传输，也可以减少设计中需要的电子管放大器的数目(例如，电子管放大器的数目)。随着晶体管的出现，更高效的放大器也出现了。对于这些新的放大器，重要的是电压的最大传输，而不是功率的最大传输(设想运算放大器具有很高的输入阻抗，而输出阻抗极低。要从中获得较大的输出电流，几乎不需要什么输入电流)。为实现最大电

压传输,负载阻抗至少应为源(放大器)输出阻抗的10倍,这种条件称为桥式原则(如果没有按照桥式原则设计,当两个具有相同阻抗的音频设备接入电路时,在信号中会出现一个6 dB的衰减)。桥式原则是现代音响设备中最普遍的原则。它也应用于许多其他源-负载电路连接。需要阻抗匹配的射频电流和传输电流而非电压的电路除外。如果传输的信号是电流,那么源阻抗就必须大于负载阻抗。

若高阻抗信号源连接低阻抗负载(如高阻抗的话筒连接一个低阻抗的混频器的场合)时,电压传输就会引起较大的信号丢失,其损耗等于:

$$dB = 20\lg \frac{R_{load}}{(R_{load} + R_{source})}$$

根据经验,6 dB或更少的信号损耗对多数的设备是可以接受的。

11.8 扬声器

扬声器用来把电信号转化成声音信号。目前最流行的扬声器是电动式扬声器(参见图11.10)。电动式扬声器与动圈式话筒的基本工作原理是一样的。当变化的电流流过一个围绕磁棒的动线圈(音频线圈)时,动线圈将受迫前后振动(法拉第定律),固定在动圈上的锥形大纸盆就会相应地前后振动而发出"嗡嗡"响的声波。

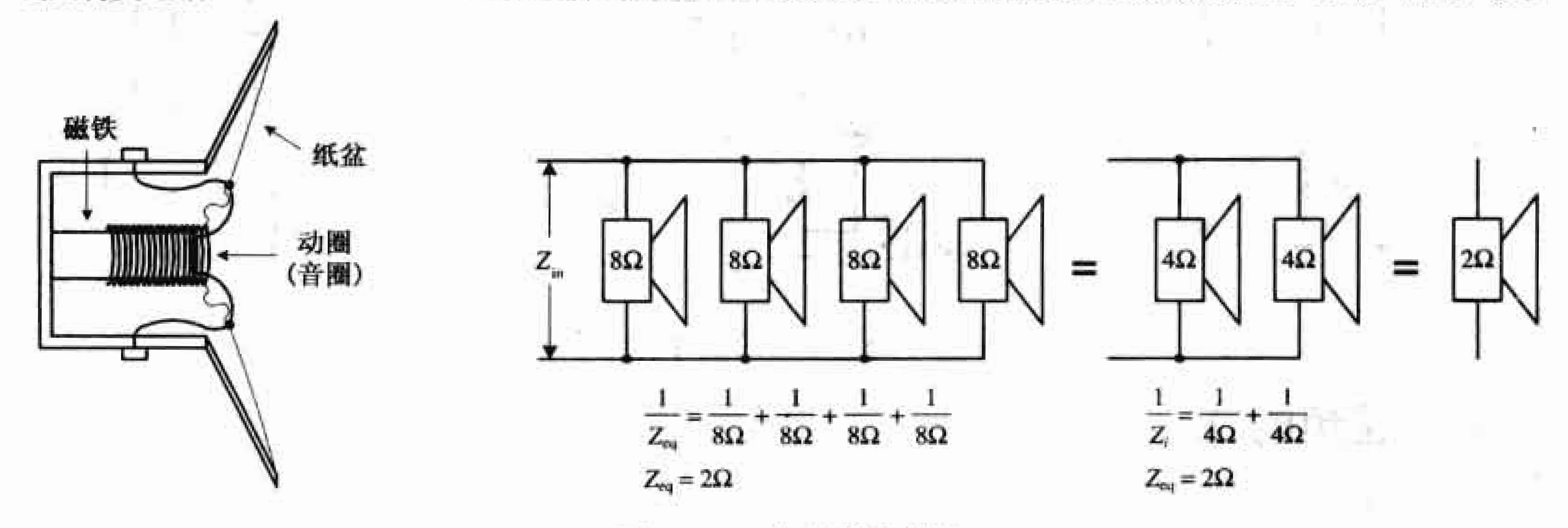


图11.10 电动式扬声器

每个扬声器都有额定阻抗 Z,代表它的平均阻抗(实际阻抗将因频率的不同而在额定阻抗的上下变化)。在应用中,可以将扬声器视为纯阻性负载 Z。例如,将8 Ω的扬声器作为放大器的输出负载,放大器将使该扬声器作为一个8 Ω的负载。放大器输出总电流为 $I = V_{out}/Z_{speaker}$,如果用一个4 Ω的扬声器替代这个8 Ω的扬声器,放大器的总输出电流将增加为两倍。

驱动两个并联的8 Ω扬声器等效于驱动一个4 Ω的扬声器,驱动两个并联的4 Ω扬声器等效于驱动一个2 Ω的扬声器。可用大功率电阻来改变放大器的负载阻抗。例如,使用一个4 Ω电阻和一个4 Ω扬声器,可以得到8 Ω的负载阻抗。但这样可能使音质变差。市场上有与扬声器匹配的转换器,它可以把阻抗从4 Ω变换到8 Ω。高品质的转换器价格较高,可能比新购买一个扬声器还要贵。另外,转换器会引起少量的频率误差和动态误差。

扬声器的另外一个特性是频率响应。频率响应表示扬声器可有效响应信号的频率范围。那些设计成对低频(通常低于200 Hz)响应的扬声器称为低音扬声器。中音扬声器可处理的典型频率在500~3000 Hz之间。高音扬声器通常指的是可以处理高于中音频率的特殊扬声器(典型的是半球形和喇叭状)。有些扬声器是全频段的,它可以处理的信号频率从100~15 000 Hz。这种扬声器的音质不如低、中、高音合在一起组成的扬声器组的音质。

11.9 分频网络

为设计高品质的扬声器系统,最好是把中音扬声器、低音扬声器和高音扬声器有机地组合在一起,这样就可以得到全频段(20~20 000 Hz)的声音。当然,简单把它们并联在一起是不行的,因为每个扬声器只

对自身频响范围的频率做出响应。这时必须用滤波器把高频率信号分配给高音扬声器，低频率信号分配给低音扬声器，中频率信号分配给中音扬声器。这种滤波网络就叫做分频网络。分频网络分无源和有源两种类型。

无源分频网络由位于功率放大器和扬声器之间的无源元件（如电容、电阻和电感线圈）构成，并且放置于扬声器箱体内。无源分频网络价格低廉，结构简单，可以为特定的扬声器定制。但这种分频网络不可调节并且还要损耗一些放大器的功率。有源分频网络是由有源滤波器（运算放大滤波器）组成，位于放大器之前，而使得对信号的处理变得更加容易，因为此时的信号很微弱（未经放大）。一个有源分频器还可以用来同时控制许多不同的放大器－扬声器组合。由于有源分频网络使用的是有源滤波，音频信号就不会像通过无源分频器衰减得那么多。

图 11.11 表示用一个无源分频网络来连接三个扬声器的系统。图 11.11(a)中的曲线给出了每个扬声器的频率响应曲线。要从该系统产生一个平滑响应，要用到低通、带通和高通滤波器。C_1，R_t 组成高通滤波器。L_1，C_1，R_m 组成带通滤波器，L_2 和 R_w 组成低通滤波器（R_t，R_m 和 R_w 是高、中、低扬声器的阻抗）。

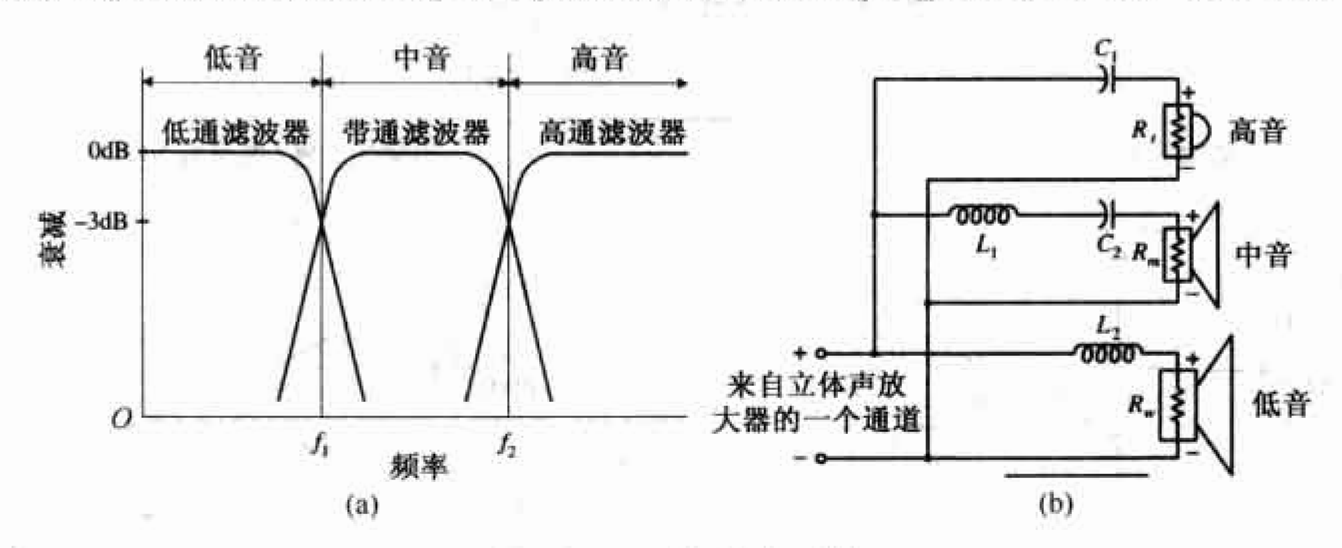


图 11.11　无源分频网络

为了获得预期的频率响应，可以利用以下算式计算每个元件的值：$C_1 = 1/(2\pi f_2 R_t)$，$L_1 = R_m/(2\pi f_2)$，$C_2 = 1/(2\pi f_1 R_m)$和 $L_2 = R_w/2\pi f_1$，其中 f_1 和 f_2 对应于图 11.11(a)中曲线的 3 dB 衰减的频率点。通常，无源分频网络要比这里给出的系统复杂。它们通常由高阶滤波器和一些附加的元件组成，如阻抗补偿网络、衰减网络、串联陷波滤波器等，这些都是用来使响应更加平滑。

图 11.12 给出一个更切实际的无源分频网络，用来驱动由 8 Ω 高音扬声器和 8 Ω 低音扬声器组成的双喇叭系统。

图 11.13 是一个有源分频网络，用来驱动一个双扬声器系统。该系统在 500 Hz 周围有一个分频点（3 dB 点），且有每倍频程 18 dB 的响应。LF356 高性能运放用做有源单元。请记住有源滤波器的输出信号经过放大后才能作用于扬声器。

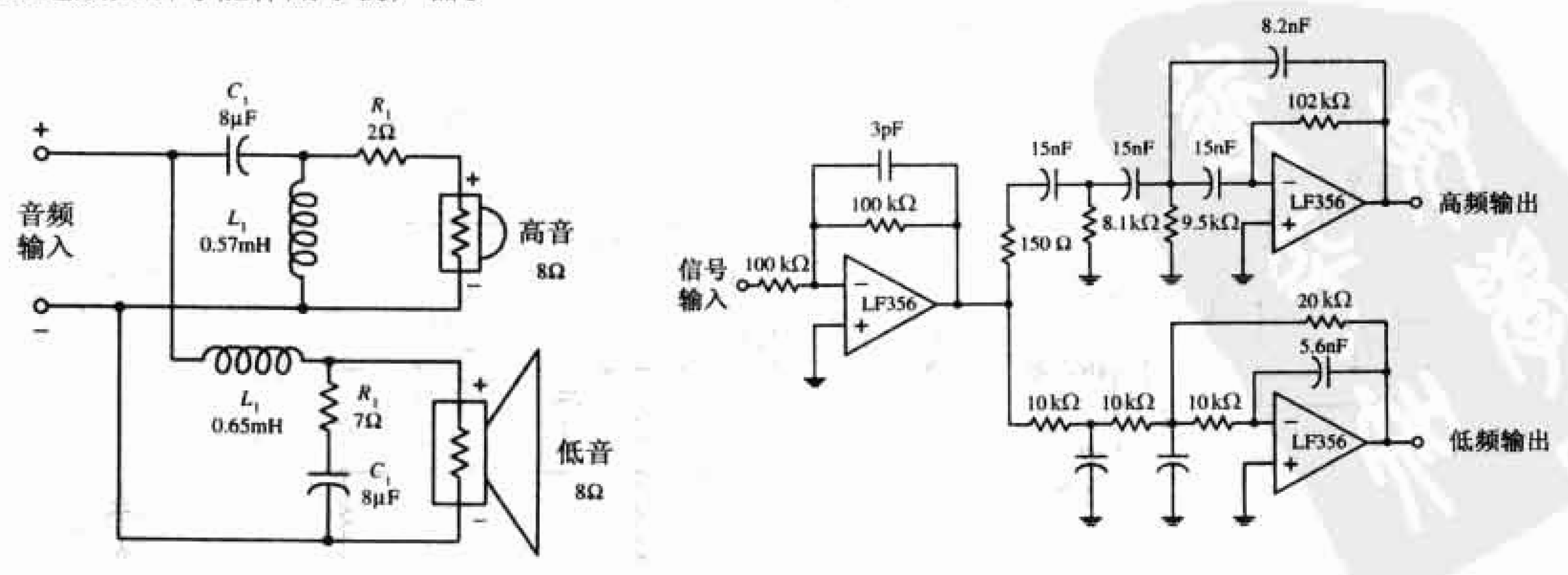


图 11.12　改进的无源分频网络

图 11.13　有源分频网络

11.10 用于驱动扬声器的简单集成电路

音频放大器(LM386)

LM386音频放大器主要是为了低功率应用而设计的,用+4~+15 V电压来供电(参见图11.14)。不像传统的运放,LM386的增益由内部固定为20。当然,也可以提高增益到200,只要在1,8引脚之间接入一个阻容网络即可。将LM386的输入端接地,其内部电路自动偏置输出信号为电源电压的二分之一。图中音频放大器用来驱动一个8 Ω的扬声器。

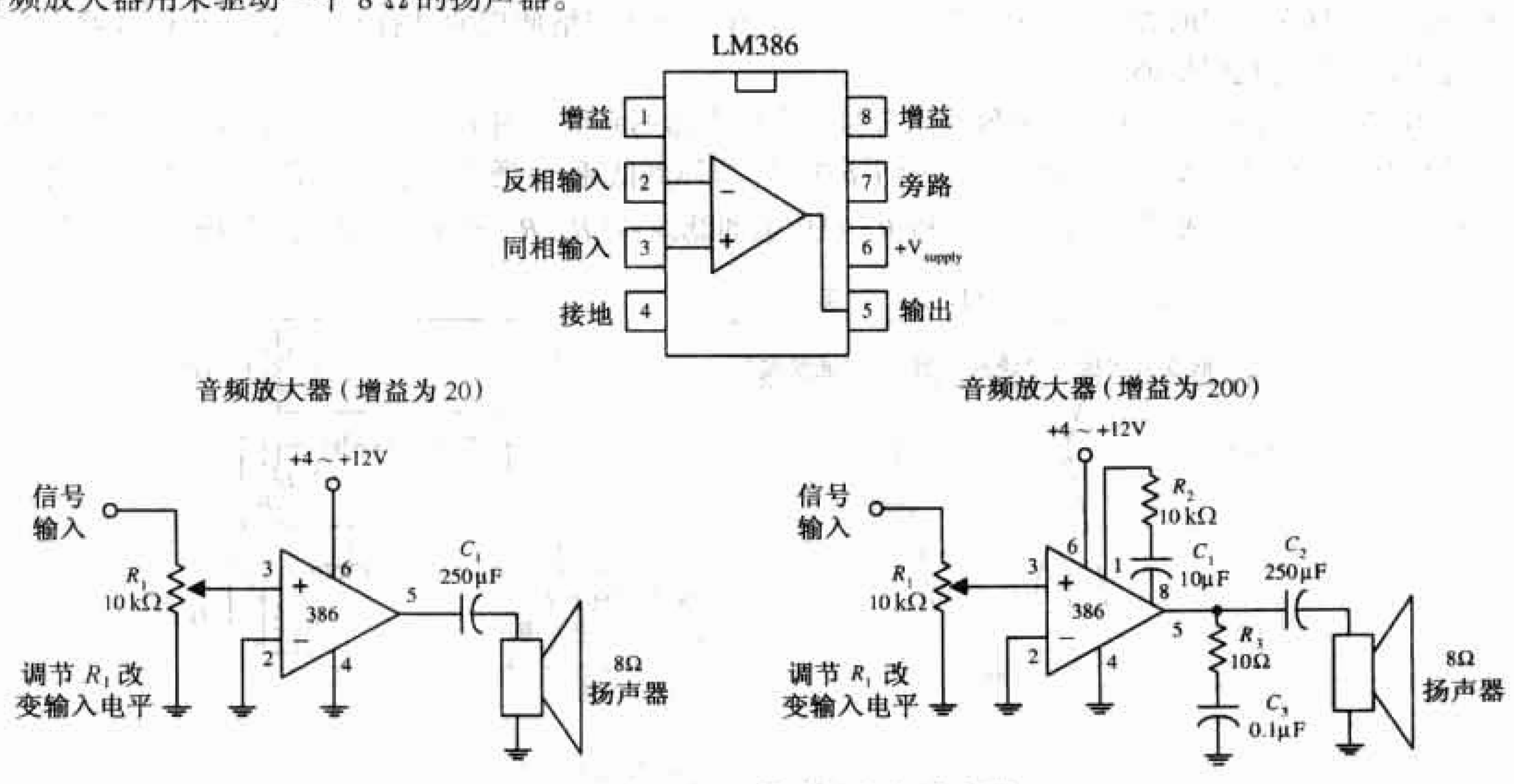


图11.14 由LM386构成的音频放大器

音频放大器(LM383)

LM383用来驱动一个4 Ω的扬声器(参见图11.15),或两个并联的8 Ω扬声器并联。该集成电路含有热切断电路以防止过载,应用时需要安装散热器以避免器件损坏。

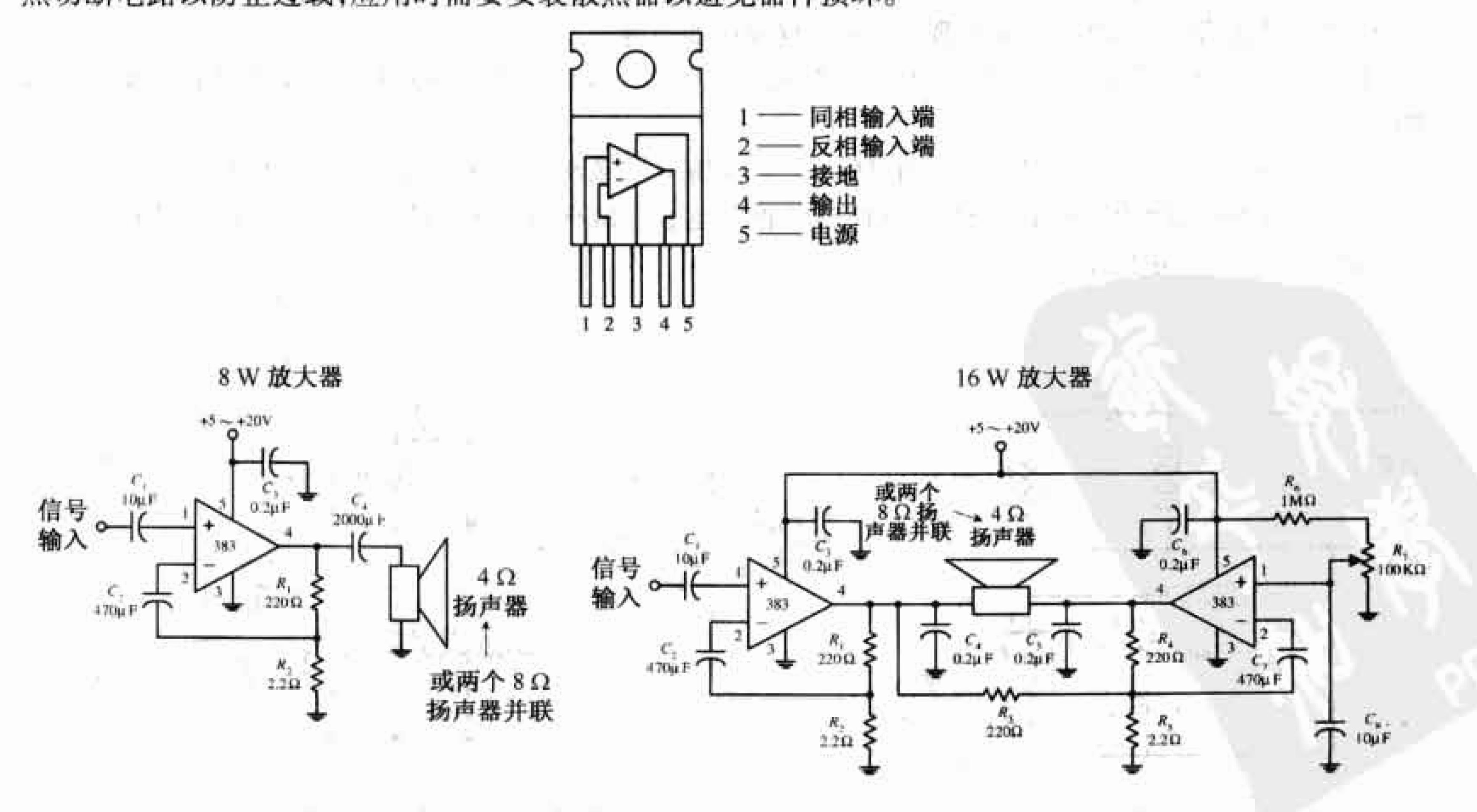


图11.15 由LM383构成的音频放大器

11.11 声响设备

声响设备都可做简单的警报器(如图 11.16 所示)。声响设备的是持续响铃,有的是间断响铃;有的还可以产生许多不同频率的音调,且具有周期通/断特性。声响设备可以是交流型的也可以是直流型的,有大有小。图 11.16 给出了几个产品的外形。一个好的电子产品目录,应提供声响信号设备清单,内容包括其尺寸、声音类型、衰减比率、电压比、漏电流指数等。



图 11.16 简单警报器

11.12 其他音频电路

简易声音发生电路(参见图 11.17)

声音发生器
+9～+12V
R_1 1kΩ
R_3 100Ω
R_2 100kΩ
C 0.1μF
UJT
8Ω 扬声器
调节 R_2 可改变扬声器输出的频率

扩音器
+6～+10V
R_1 10kΩ
R_2 100kΩ
2N2222
2N2907
C 22μF
8Ω 扬声器
R_2 控制扬声器每秒“滴答声”的次数

声音发生器
+9V
R_1 5kΩ
R_2 100kΩ
2N3638
2N2222
C_1 0.01μF～0.1μF
8Ω 扬声器
R_2 控制扬声器的音频输出频率

声音发生器
+5V
R_1 1MΩ
R_2 1kΩ
C_1 0.1μF
C_2 0.01μF
555 定时IC
8Ω 扬声器
调节 R_1 可改变扬声器的音调。若想提高声音强度,可在 555 的输出和扬声器之间加放大器

颤音警报器
+5～+12V
R_1 10kΩ
R_2 1MΩ
C_1 0.22μF
R_3 47kΩ
R_4 10kΩ
R_5 1kΩ
C_2 0.1μF
555 定时IC
8Ω 扬声器
改变 R_2 和 R_5 可调节颤音的音调和速度。若想提高声音强度,可在 555 的输出和扬声器之间加放大器

图 11.17 简易声音发生电路

简单的蜂鸣器电路(参见图 11.18)

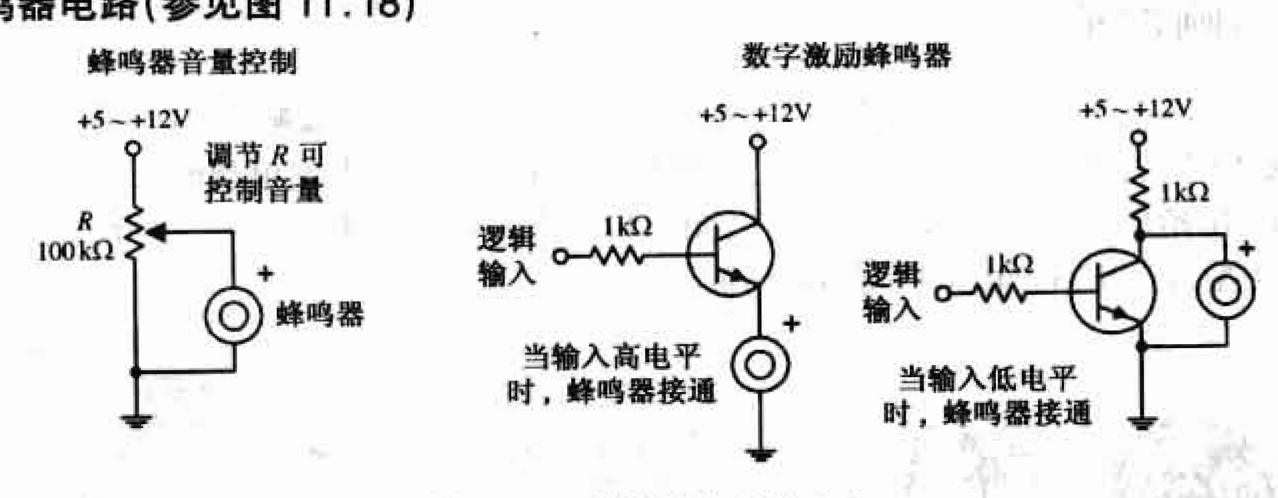


图 11.18 简单的蜂鸣器电路

扩音器(参见图 11.19)

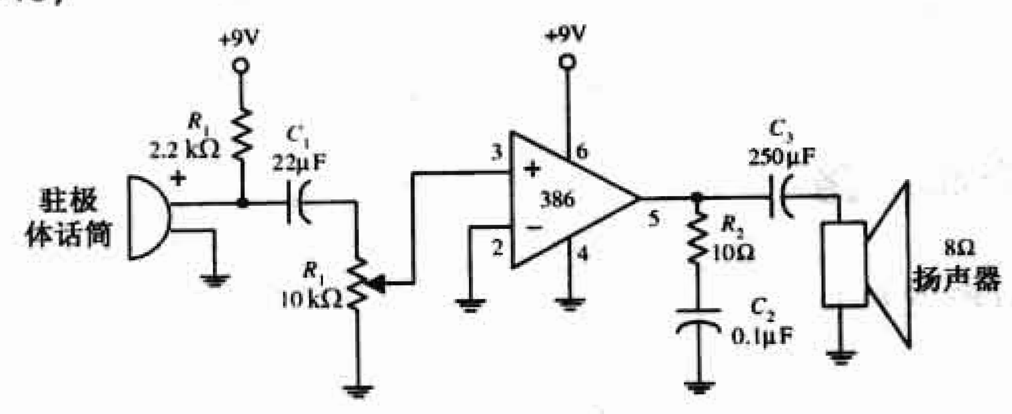


图 11.19 扩音器电路

声控开关(参见图 11.20)

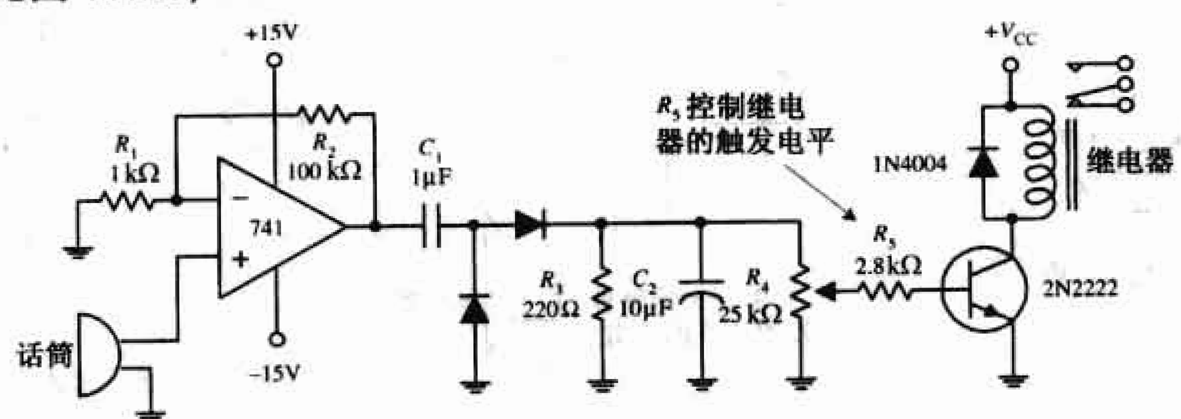


图 11.20 声控开关电路

第12章　数字电路

本章内容丰富,读者要消化吸收全部知识有一定难度。特别是伴随着主要通过程序代码执行逻辑运算的微控制器的出现,一些内容显得有些过时。因此建议:重点学习你所关心的内容,以及你认为实用的部分。如果你的主要目标是设计,则主要学习微控制器后面的内容。

12.1　数字电子基础

前面主要介绍了模拟电子电路部分,它们处理的是在给定范围内连续变化的信号,即模拟信号。这些模拟电路包含整流器、滤波器、放大器、RC 定时器、振荡器、晶体管开关,等等。虽然这些模拟电路元件在各自领域中起着非常重要的作用,但是它们都缺少一个重要的特征——它们不能存储和处理复杂逻辑运算所需的位信息。为了在电路中实现逻辑运算,需要使用数字电子元件。

12.1.1　数字逻辑概述

数字电路中,一个电路的任何点只能存在两种电平状态——高电平和低电平(参见图 12.1)。在电路中特定点的电平是处于高电平还是处于低电平可以表示许多事情。例如,它可以代表开关或饱和晶体管的开与关。也可以代表数字的某一位,或某事件是否已经发生,或某些行动是否应该被采取。

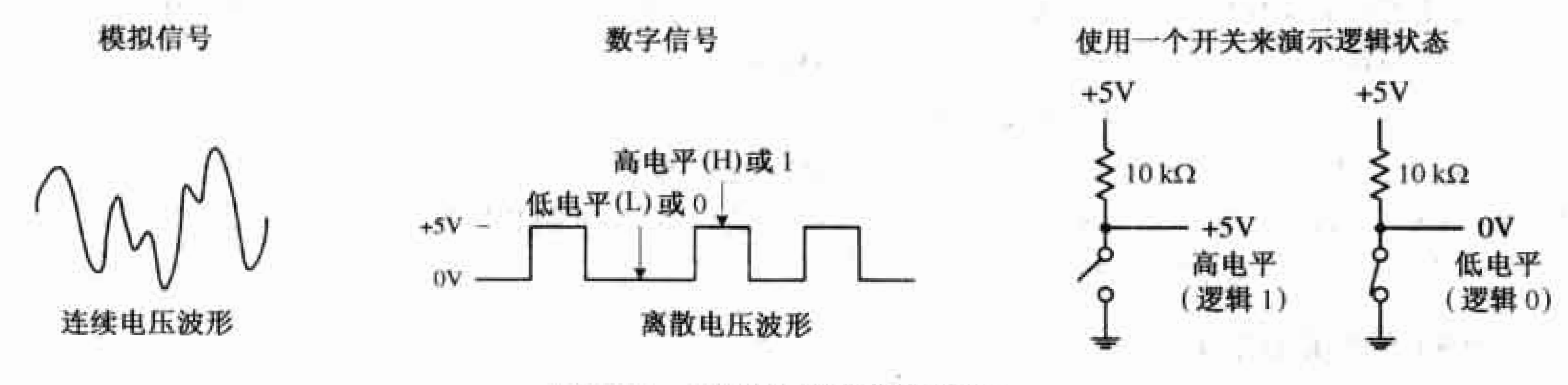


图 12.1　模拟信号与数字信号

可以用高低电平表示布尔代数中的真假命题。在多数情况下,高电平 = 真命题,低电平 = 假命题。但这种约定不是必须采用的,也可以令高电平 = 假命题,低电平 = 真命题。采用哪种约定最终取决于设计者。在数字电路术语中,为了避免人们对采用何种约定产生混淆,当高电平 = 真命题时,称之为正逻辑约定(positive true logic),当高电平 = 假命题时,称之为负逻辑约定(negative true logic)。

在布尔代数中,符号 1 和 0 分别用来代表真和假。但是,在数字电子中,1 和 0 被用来代表高低电平状态,高电平 = 1,低电平 = 0。所以,可能产生混淆,尤其是在不知使用的是何种逻辑约定的状态下。在本章后面将给出一些处理这种混淆问题的例子。

高低电平的确切电压取决于所使用的逻辑 IC(制造时,数字元件全都集成于 IC 上)。一般情况下,+5 V 为高电平,0 V(接地)为低电平。但是,如在 12.4 节看到的那样,不是必须采取这种规定。例如,一些逻辑 IC 将 +2.4 V 到 +5 V 定为高电平,将 +0.8 V 到 0 V 定为低电平。另外一些 IC 可能使用完全不同的电压范围,将在后面讨论这些细节。

12.1.2　数字电子中的数制

二进制数制

因为数字电路仅工作在两种电压状态,因此使用二进制数制是符合逻辑的。一个二进制数由两个数字构成,0 和 1,也称为数码(例如,0 = 低电压,1 = 高电压)。与之对应,一个十进制数,例如 736 可以由位权

依次相差十倍的数码表示:

$$736_{10}=7\times10^2+3\times10^1+6\times10^0$$

类似地,一个二进制数如 11100(28_{10})可以由位权依次相差二倍的数码表示:

$$11100_2=1\times2^4+1\times2^3+1\times2^2+0\times2^1+0\times2^0$$

下标表示采用的是何种数制(X_{10} = 十进制数,X_2 = 二进制数)。最高位(最左位)称为最重要位(most significant bit,简写为 MSB),最低位(最右位)称为最不重要位(least significant bit,简写为 LSB)。十进制数和二进制数的相互转换方法如图 12.2 所示。

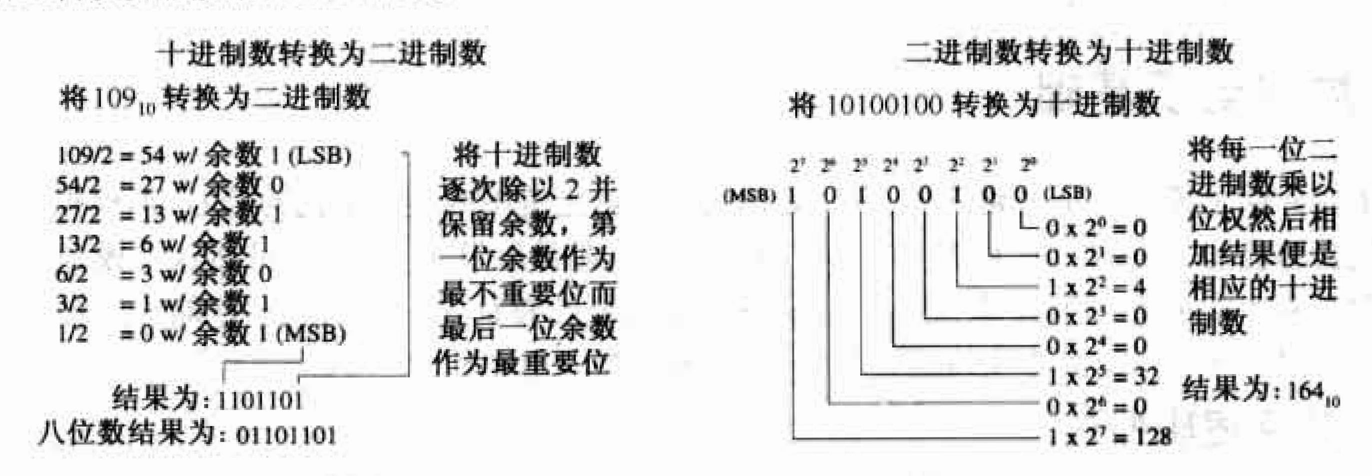


图 12.2 十进制数和二进制数的转换方法

在大多数数字系统中,处理的是 4,8,16,32 等位数的数码串,在此处所给十进制数转换为二进制数的例子中,获得的是 7 位的答案。在 8 位系统中,应当在首位前增加 1 个额外的 0(例如 01101101)。在 16 位系统中,应当在首位前增加 9 个额外的 0(例如 0000000001101101)。

在实际应用中,将一个数从一种数制转换到另一种数制最简单的方法是使用计算器。例如,转换一个十进制数到二进制形式,首先输入这个十进制数(在十进制模式下),然后转变到二进制模式(使用一个二进制转换键)。数字将以二进制格式显示(由 1 和 0 构成)。将二进制数转换为十进制数,以二进制模式开始,输入数字,然后转换到十进制模式。

八进制和十六进制数制

在数字电路中,另外两种常用的数制是八进制和十六进制。在八进制数制(基数为 8)中,有 8 个有效的数码:0,1,2,3,4,5,6,7。在十六进制数制(基数为 16)中,有 16 个有效的数码:0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,A,B,C,D,E,F。下面是八进制数和十六进制数以及它们的十进制等值数的例子。

$$247_8(\text{八进制})=2\times8^2+4\times8^1+7\times8^0=167_{10}(\text{十进制})$$

$$2D5_{16}(\text{十六进制})=2\times16^2+D(=13_{10})\times16^1+5\times16^0=725_{10}(\text{十进制})$$

二进制数是数字系统的当然选择,但是二进制数太长而且不容易被我们的十进制大脑记忆,因此经常书写为十六进制或八进制格式。不像十进制数,八进制数和十六进制数与二进制数的相互转换非常容易。这是因为一个二进制数,无论有多长,可以断开成 3 位一组(转换成八进制时)或 4 位一组(转换成十六进制时)——当数码个数不能被 3 或 4 整除时只需在前面添 0 即可。图 12.3 比文字更生动地描述了这种情形。

现在,十六进制数已经基本上取代了八进制数。当微处理器系统使用 12 位或 36 位字节组时——与 6 位文字数字码 一起被分割成 3 位一组(1 个八进制数码),所以八进制系统一度很流行。今天,微处理器系统主要工作在 8 位、16 位、20 位、32 位、64 位字节组——被分割成 4 位一组(1 个十六进制数码)。换而言之,一个 8 位字节可以分割为 2 个十六进制数码,16 位字节可以分割为 4 个十六进制数码,20 位字节可以分割为 5 个十六进制数码,等等。在使用程序代码(例如汇编语言)表示存储地址和运行需要以另外方式输入长二进制数的任务的存储器和微处理器中,用十六进制数表示二进制非常流行。例如,用于表示一百万个内存地址中某一地址的 20 位地址码可以只用 5 位十六进制数码表示(在汇编语言中)[注:编译程序

以后会讲汇编语言中的十六进制数转换为微处理器可识别的二进制数(机器语言)],表 12.1 给出一个转换表。

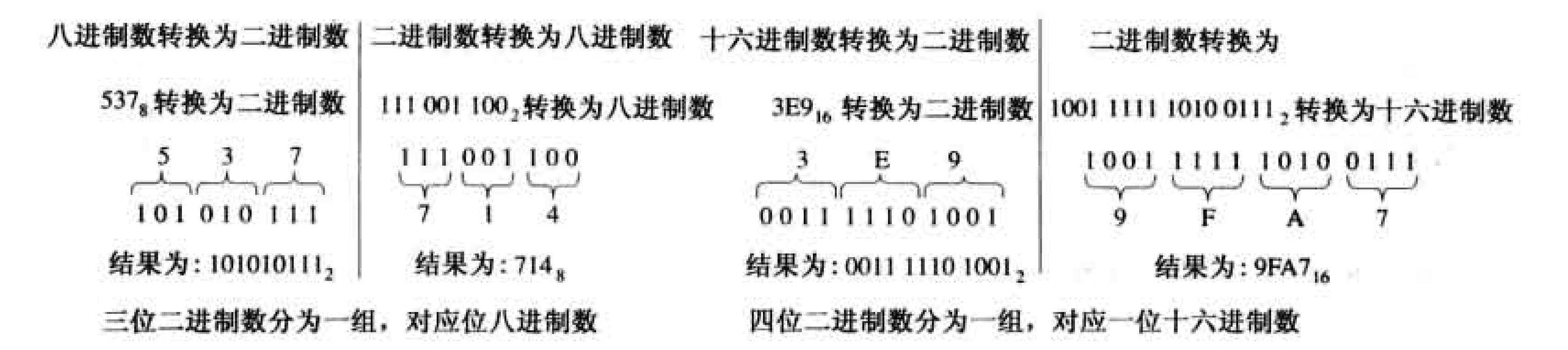


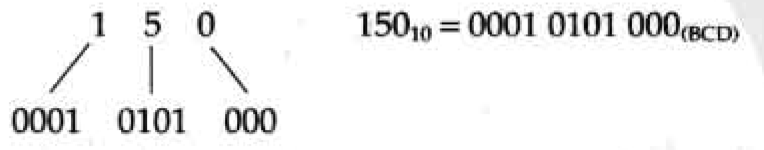
图 12.3 二进制数转换为其他进制

表 12.1 十进制,二进制,八进制和十六进制数与 BCD 码对照表

十进制数	二进制数	八进制数	十六进制数	BCD 码
00	0000 0000	00	00	0000 0000
01	0000 0001	01	01	0000 0001
02	0000 0010	02	02	0000 0010
03	0000 0011	03	03	0000 0011
04	0000 0100	04	04	0000 0100
05	0000 0101	05	05	0000 0101
06	0000 0110	06	06	0000 0110
07	0000 0111	07	07	0000 0111
08	0000 1000	10	08	0000 1000(原文为 0001 1000)
09	0000 1001	11	09	0000 1001
10	0000 1010	12	0A	0001 0000
11	0000 1011	13	0B	0001 0001
12	0000 1100	14	0C	0001 0010
13	0000 1101	15	0D	0001 0011
14	0000 1110	16	0E	0001 0100
15	0000 1111	17	0F	0001 0101
16	0001 0000	20	10	0001 0110
17	0001 0001	21	11	0001 0111
18	0001 0010	22	12	0001 1000
19	0001 0011	23	13	0001 1001
20	0001 0100	24	14	0010 0000

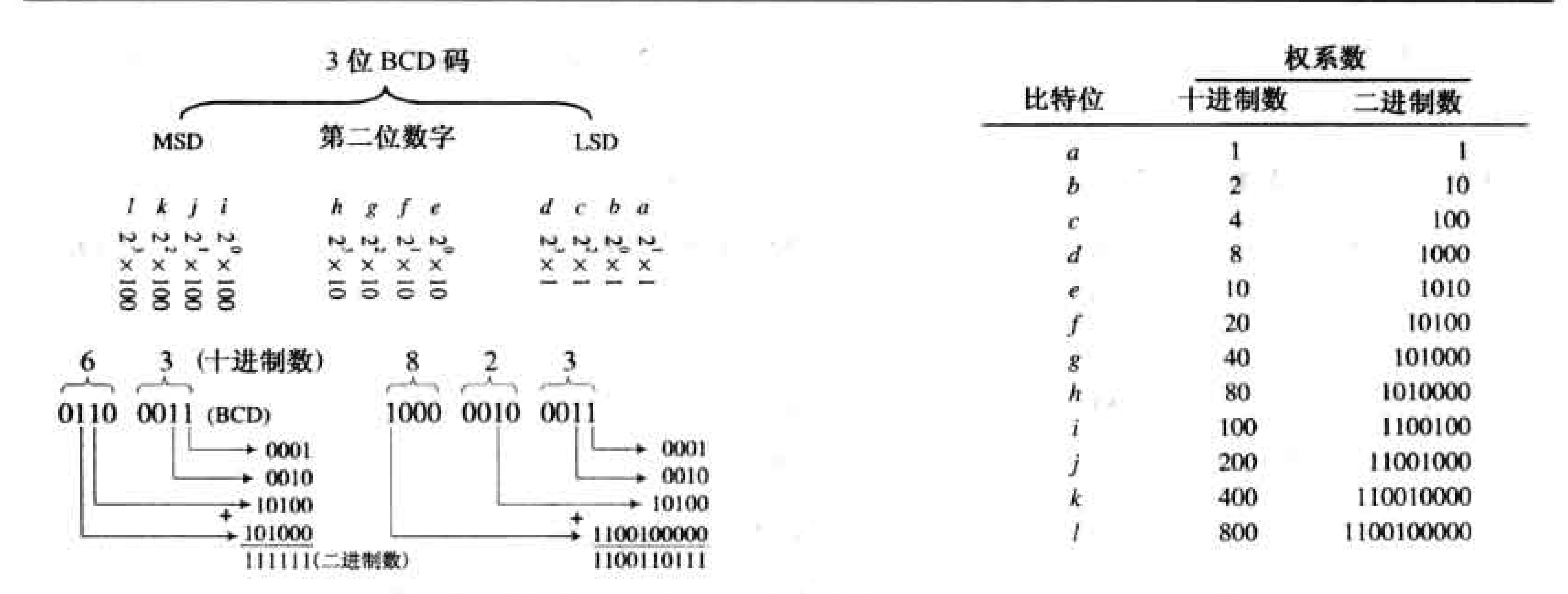
BCD 码

二进制形式十进制数(Binary-coded decimal, BCD)是采用 4 位二进制数表示十进制数的每一位。例如，数 150_{10} 在 BCD 码中如下表示：



将 BCD 码转换成二进制数更加困难,如图 12.4 所示。当然,可以先将 BCD 码转换为十进制数,然后再转换为二进制数,但这样则没有揭示计算机处理数码 1 和 0 的技术细节。在这里,不再详细讨论将 BCD 码转换成二进制数这个问题——将这个问题留给读者自己去推算机器如何处理(参见图 12.4)。

在输出十进制数(0~9)显示时,例如在数字时钟和万用表中,BCD 码得到普遍使用,这一点将在 12.3 节中再讨论。



比特位	权系数 十进制数	 二进制数
a	1	1
b	2	10
c	4	100
d	8	1000
e	10	1010
f	20	10100
g	40	101000
h	80	1010000
i	100	1100100
j	200	11001000
k	400	110010000
l	800	1100100000

图 12.4 将 BCD 码转换成二进制数

移码和补码

如何表示二进制负数？一个简单的方法是使用移码。在这种方法中，只需要保留一位，通常是最高位，作为符号位。符号位为 0，数为正；符号位为 1，数为负(参见图 12.5)。虽然使用移码表示比较简单，但是很少被使用，因为在减法运算中须要使用不同的处理方式(参见下一节)。

更流行的处理方式是使用补码表示二进制数。在补码中，正数同无符号二进制数完全一样。对于负数，将其相应正数按位取反，再加上 1，符号位为 1。通过这种方式，可以避免加法和减法出现两种不同的处理方式。如何处理将在下一节讲述。图 12.5 表示了将十进制数转换为二进制数再转换为补码以及相反转换的简单步骤。

十进制数	原码	补码
+7	0000 0111	0000 0111
+6	0000 0110	0000 0110
+5	0000 0101	0000 0101
+4	0000 0100	0000 0100
+3	0000 0011	0000 0011
+2	0000 0010	0000 0010
+1	0000 0001	0000 0001
0	0000 0000	0000 0000
−1	1000 0001	1111 1111
−2	1000 0010	1111 1110
−3	1000 0011	1111 1101
−4	1000 0100	1111 1100
−5	1000 0101	1111 1011
−6	1000 0110	1111 1010
−7	1000 0111	1111 1001
−8	1000 1000	1111 1000

十进制数转换为补码

$+41_{10}$ 转换为2的补码

正数 = 0010 1001
反码 = 0010 1001

-41_{10} 转换为2的补码

真二进制数 = 0010 1001
1的补码 = 1101 0110
加 1 = +1
2的补码 = 1101 0111

若十进制数为正，则补码等于十进制数的二进制绝对值

若十进制数为负，则补码从下面的方法得到：
1）将十进制数的二进制绝对值按位取反（1变为0，0变为1），这称为反码
2）对补码加1得到数值位，符号位永远为1

补码—十进制

1100 1101(2的补码)转换为十进制数

反码 = 1100 1101
补码 = 0011 0010
加 1 = +
真二进制数 = 0011 0011
十进制数 = -51_{10}

若补码为正（符号位=0），执行二进制到十进制的转换

若补码为负（符号位=1），则十进制数也为负，十进制数由下面方法得到：
1）补码按位取反
2）加一得到二进制绝对值
3）将绝对值进行二进制—十进制转换，并在前面加上负号

图 12.5 将十进制数转换为二进制数再转换为补码以及相反转换的简单步骤

二进制算术

二进制数、十六进制数等的加减乘除运算可以使用计算器的特定功能进醒。但这样做不能帮助理解计算机如何运算的技术细节。运算细节对于设计实际的算术电路非常重要。下面是进行二进制加减法的基本方法。

加法

二进制数加法与十进制数加法类似(参见图 12.6)；当某一列加起来大于某个数时，向左一列进位。

减法

二进制数减法不像看起来那么简单。它类似于十进制数减法但是容易被混淆(参见图 12.7)。例如,可能认为当 0 减去 1 时,应从左列借 1。实际不是,必须借 10(2_{10})。二进制减法的技巧是使用带符号位的补码代替减数,然后将正数与负数相加得到和。这种方法经常被数字电路使用,因为将加法和减法归于一种运算,避免了从小数中减去大数的令人头痛的问题。

加法

```
        1 1 1
  5₁₀ = 0 1 0 1          20₁₀ = 0 0 0 1 0 1 0 0
+ 3₁₀ = 0 0 1 1        + 87₁₀ = 0 1 0 1 0 1 1 1
        1 0 0 0                 0 1 1 0 1 0 1 1
```

图 12.6 二进制数的加法

减法

长减法　　2的补码

```
                    1
                  0 10→10
  4₁₀          0  1  0  0        +19₁₀ = 0 0 0 1 0 0 1 1
- 1₁₀        - 0  0  0  1        - 7₁₀ = 1 1 1 1 1 0 0 1
  3₁₀          0  0  1  1        Sum   = 0 0 0 0 1 1 0 0
```

图 12.7 二进制数的减法

ASCII

ASCII(American Standard Code for Information Interchange,美国标准信息交换码)是用于在计算机和计算机部件之间传输字母、符号、数字和特定不可打印字符的字母数字码。ASCII 由 128 个不同的 7 位码组成。从 000 0000(十六进制 00)到 001 1111(十六进制 1F)的代码保留用来表示不可打印字符或专门的机器命令,如 ESC(换码),DLE(数据链换码),CR(回车),LF(换行)等。从 010 0000(十六进制 20)到 111 1111(十六进制 7F)的代码保留用来表示可打印代码,如 a,A,#,&,¦,@,3 等。参见表 12.2 和表 12.3。实际上,当发送 ASCII 码时,会增加一位,使之适应 8 位系统。这一位可以设为零或忽略,可以作为错误检查的奇偶校验位(奇偶校验位将会在 12.3 节讲述),也可以用做特定功能位去实现一组额外的专用字符。

表 12.2 ASCII 不可打印字符

十进制数	十六进制数	7 位 码	控制字符	字 符	作 用
00	00	000 0000	Ctrl-@	NUL	空
01	01	000 0001	Ctrl-A	SOH	标题开始
02	02	000 0010	Ctrl-B	STX	正文结束
03	03	000 0011	Ctrl-C	ETX	本文结束
04	04	000 0100	Ctrl-D	EOT	传输结束
05	05	000 0101	Ctrl-E	ENQ	询问
06	06	000 0110	Ctrl-F	ACK	承认
07	07	000 0111	Ctrl-G	BEL	报警符
08	08	000 1000	Ctrl-H	BS	退一格
09	09	000 1001	Ctrl-I	HT	横向列表
10	0A	000 1010	Ctrl-J	LF	换行
11	0B	000 1011	Ctrl-K	VT	垂直列表
12	0C	000 1100	Ctrl-L	FF	走纸控制
13	0D	000 1101	Ctrl-M	CR	回车
14	0E	000 1110	Ctrl-N	SO	移位输出
15	0F	000 1111	Ctrl-O	SI	移位输入
16	10	001 0000	Ctrl-P	DLE	数据链换码
17	11	001 0001	Ctrl-Q	DC1	设备控制 1
18	12	001 0010	Ctrl-R	DC2	设备控制 2
19	13	001 0011	Ctrl-S	DC3	设备控制 3
20	14	001 0100	Ctrl-T	DC4	设备控制 4

(续表)

十进制	十六进制	7 位码	控制字符	字符	作用
21	15	001 0101	Ctrl-U	NAK	否定
22	16	001 0110	Ctrl-V	SYN	空转同步
23	17	001 0111	Ctrl-W	ETB	信息组传送结束
24	18	001 1000	Ctrl-X	CAN	作废
25	19	001 1001	Ctrl-Y	EM	纸尽
26	1A	001 1010	Ctrl-Z	SUB	减
27	1B	001 1011	Ctrl-(	ESC	换码
28	1C	001 1100	Ctrl- \	FS	文字分隔符
29	1D	001 1101	Ctrl-)	GS	组分隔符
30	1E	001 1110	Ctrl-^	RS	记录分隔符
31	1F	001 1111	Ctrl--	US	单元分隔符

表 12.3　ASCII 可打印字符

十进制数	十六进制数	7位码	字符	十进制数	十六进制数	7位码	字符	十进制数	十六进制数	7位码	字符
32	20	010 0000	SP	64	40	100 0000	@	96	60	110 0000	`
33	21	010 0001	!	65	41	100 0001	A	97	61	110 0001	a
34	22	010 0010	“	66	42	100 0010	B	98	62	110 0010	b
35	23	010 0011	#	67	43	100 0011	C	99	63	110 0011	c
36	24	010 0100	$	68	44	100 0100	D	100	64	110 0100	d
37	25	010 0101	%	69	45	100 0101	E	101	65	110 0101	e
38	26	010 0110	&	70	46	100 0110	F	102	66	110 0110	f
39	27	010 0111	'	71	47	100 0111	G	103	67	110 0111	g
40	28	010 1000	(	72	48	100 1000	H	104	68	110 1000	h
41	29	010 1001	)	73	49	100 1001	I	105	69	110 1001	i
42	2A	010 1010	*	74	4A	100 1010	J	106	6A	110 1010	j
43	2B	010 1011	+	75	4B	100 1011	K	107	6B	110 1011	k
44	2C	010 1100	,	76	4C	100 1100	L	108	6C	110 1100	l
45	2D	010 1101	-	77	4D	100 1101	M	109	6D	110 1101	m
46	2E	010 1110	.	78	4E	100 1110	N	110	6E	110 1110	n
47	2F	010 1111	/	79	4F	100 1111	O	111	6F	110 1111	o
48	30	011 0000	0	80	50	101 0000	P	112	70	111 0000	p
49	31	011 0001	1	81	51	101 0001	Q	113	71	111 0001	q
50	32	011 0010	2	82	52	101 0010	R	114	72	111 0010	r
51	33	011 0011	3	83	53	101 0011	S	115	73	111 0011	s
52	34	011 0100	4	84	54	101 0100	T	116	74	111 0100	t
53	35	011 0101	5	85	55	101 0101	U	117	75	111 0101	u
54	36	011 0110	6	86	56	101 0110	V	118	76	111 0110	v
55	37	011 0111	7	87	57	101 0111	W	119	77	111 0111	w
56	38	011 1000	8	88	58	101 1000	X	120	78	111 1000	x
57	39	011 1001	9	89	59	101 1001	Y	121	79	111 1001	y
58	3A	011 1010	:	90	5A	101 1010	Z	122	7A	111 1010	z
59	3B	011 1011	;	91	5B	101 1011	(	123	7B	111 1011	{
60	3C	011 1100	<	92	5C	101 1100	\	124	7C	111 1100	|
61	3D	011 1101	=	93	5D	101 1101	)	125	7D	111 1101	}
62	3E	011 1110	>	94	5E	101 1110	^	126	7E	111 1110	~
63	3F	011 1111	?	95	5F	101 1111	_	127	7F	111 1111	DEL

12.1.3 时钟周期、并行与串行传输

在进行下一节之前，先介绍三个重要的概念：时钟周期、并行传输与串行传输。

时钟周期

数字系统正常运行需要精确的时间。通常，一个可以以固定频率生成一系列高低电平脉冲的时钟电路作为系统中所有行为执行的基准参照（参见图12.8）。时钟也可以在数字电路中传输数据。时钟信号的周期与频率的关系是 $T=1/f$。所以，当 $T=10\ \text{ns}$，则 $f=1/(10\ \text{ns})=100\ \text{MHz}$。

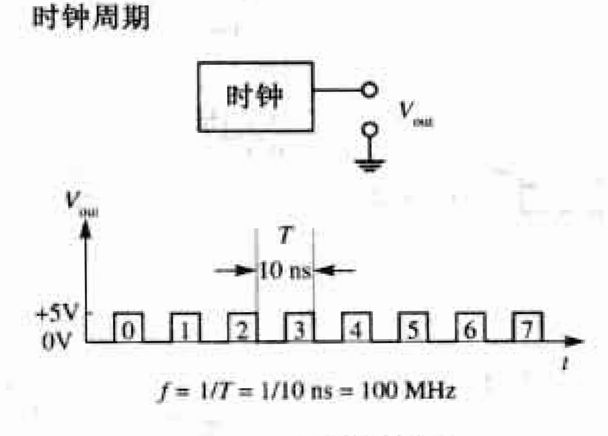
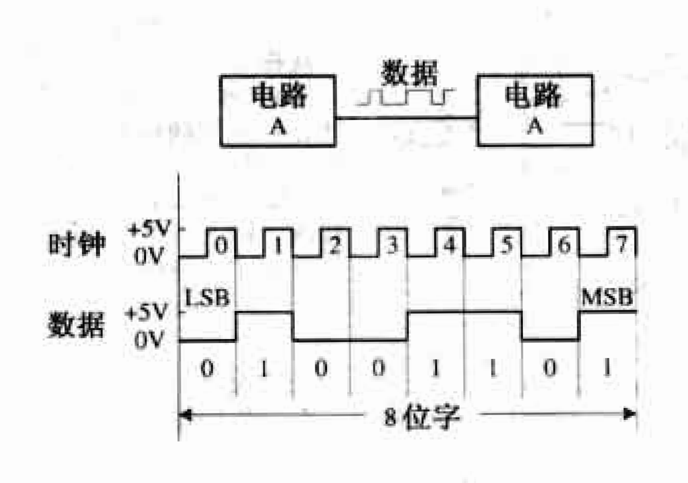


图12.8 时钟周期

串行与并行表示

串行和并行方式均可以将二进制信息从一个位置传输到另一个位置。串行格式使用一根导线（和一个共同的接地）用于数据传输。二进制数的每一位占用一个独立的时钟周期，位与位之间的改变发生在时钟信号的下降沿或上升沿——边沿的类型取决于电路。图12.9展示了一个8位数（10110010）在8个时钟脉冲（0～7）内从电路A传输到电路B的方式。

并行传输中每一位使用一根导线（和一个共同的接地）。在图12.9中，一个8位数（01110110）从电路A传输到B。如图12.9所示，它不同于串行传输，整个数在一个时钟周期内传输完成，而不是8个周期。换言之，传输速度提高8倍。在使用多线数据和控制总线将数据和控制指令从微处理器传输到其余计算机设备的微机系统中，并行通信得到广泛应用。



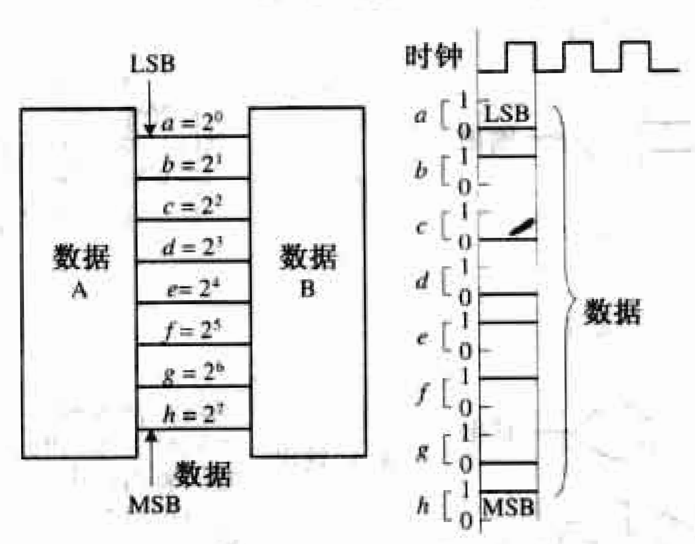


图12.9 并行与串行传输

12.2 逻辑门

逻辑门是数字电路的基本元件。基本的逻辑门包括反相器（非门）、与门、与非门、或门、或非门、异或门、同或门。它们执行不同的逻辑操作。图12.10显示各个逻辑门的功能并且给出了一组由开关和晶体管组成并实现其功能的模拟电路。

12.2.1 多输入逻辑门

与门、与非门、或门、或非门经常需要两个以上的输入端（异或门和同或门不同，只要求两个输入端）。图12.11显示了4输入与门、8输入与门、3输入或非门（图为非门）和8输入或非门（图为非门）。对于8输入与门，所有输入均为高电平时，输出才为高电平。对于8输入或门，只要有一个输入为高电平，输出就是高电平。

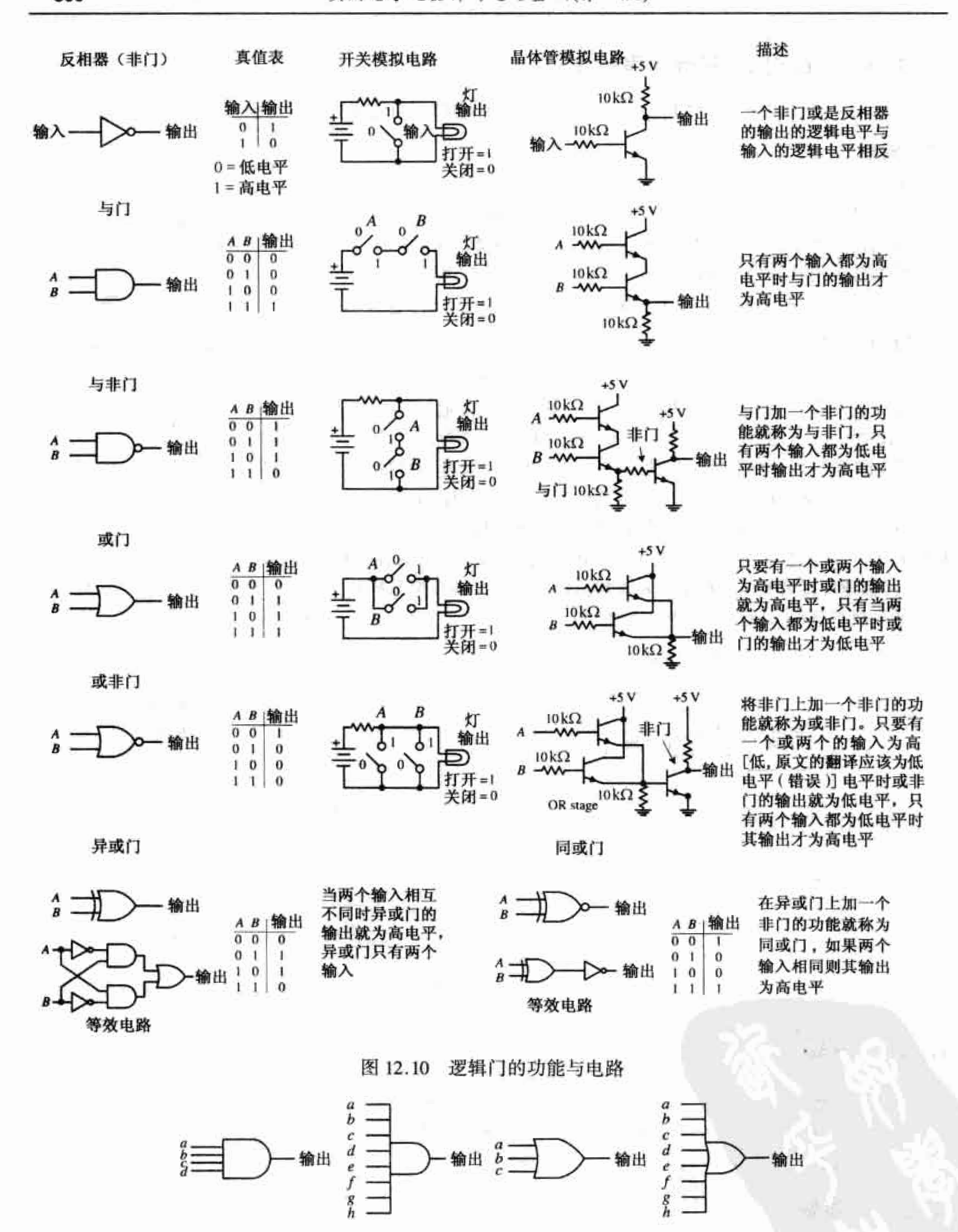


图 12.10 逻辑门的功能与电路

图 12.11 多输入逻辑门

12.2.2 数字逻辑门集成电路

事实上，考虑综合性能(功耗、速度、驱动能力等)和成本费用以及尺寸，由分立元件制造逻辑门是非常不实际的。有许多技术使用在制作数字逻辑元件中，应用最为广泛的两种技术是 TTL(Transistor-Transistor

Logic,晶体管-晶体管逻辑电路)和 CMOS(Complementary MOSFET,互补 MOS 逻辑电路)。TTL 集成的是双极型三极管,而 CMOS 集成的是 MOSFET 三极管。两种技术实现同样的基本功能,但一些参数(例如功耗、速度、输出驱动能力)不同。TTL 和 CMOS 都有许多分支技术。这些分支技术以及各种不同的相关参数将在 12.4 节中详细讨论。

一个逻辑集成电路(简称 IC),无论是 TTL 还是 CMOS,一般不止一个逻辑门(例如 4 个 2 输入与非门,16 个非门等)。IC 中的每个逻辑门共用一个工作电压,工作电压经由一个正供电端($+V_{CC}$或$+V_{DD}$)和一个接地端(GND)提供。绝大多数 TTL 和 CMOS IC 设计的工作电压是 +5 V。

一般而言,输入输出电压被设定为 0 V(低电平)和 5 V(高电平)。但是,门电路实际要求的输入电压和实际提供的输出电压不是固定在一个点上。例如 74xx 系列将 2.0~5 V 输入识别为高电平,将 0~0.8 V 输入识别为低电平,输出高电平的电压范围为 2.4~5 V,低电平为 0~0.4 V。对于 CMOS 4000B 系列,输入识别为高电平的电压范围是 3.3~5 V,低电平为 0~1.7 V,同时输出高低电平的范围分别为 4.9~5 V 和 0~0.1 V,具体细节将在 12.4 节讨论。现在只需要熟悉这些 IC 其中一部分的外观,参见图 12.12 和图 12.13[图中 74HCxx,4000(B)属于 CMOS,74xx,74Fxx,74LS 属于 TTL]。

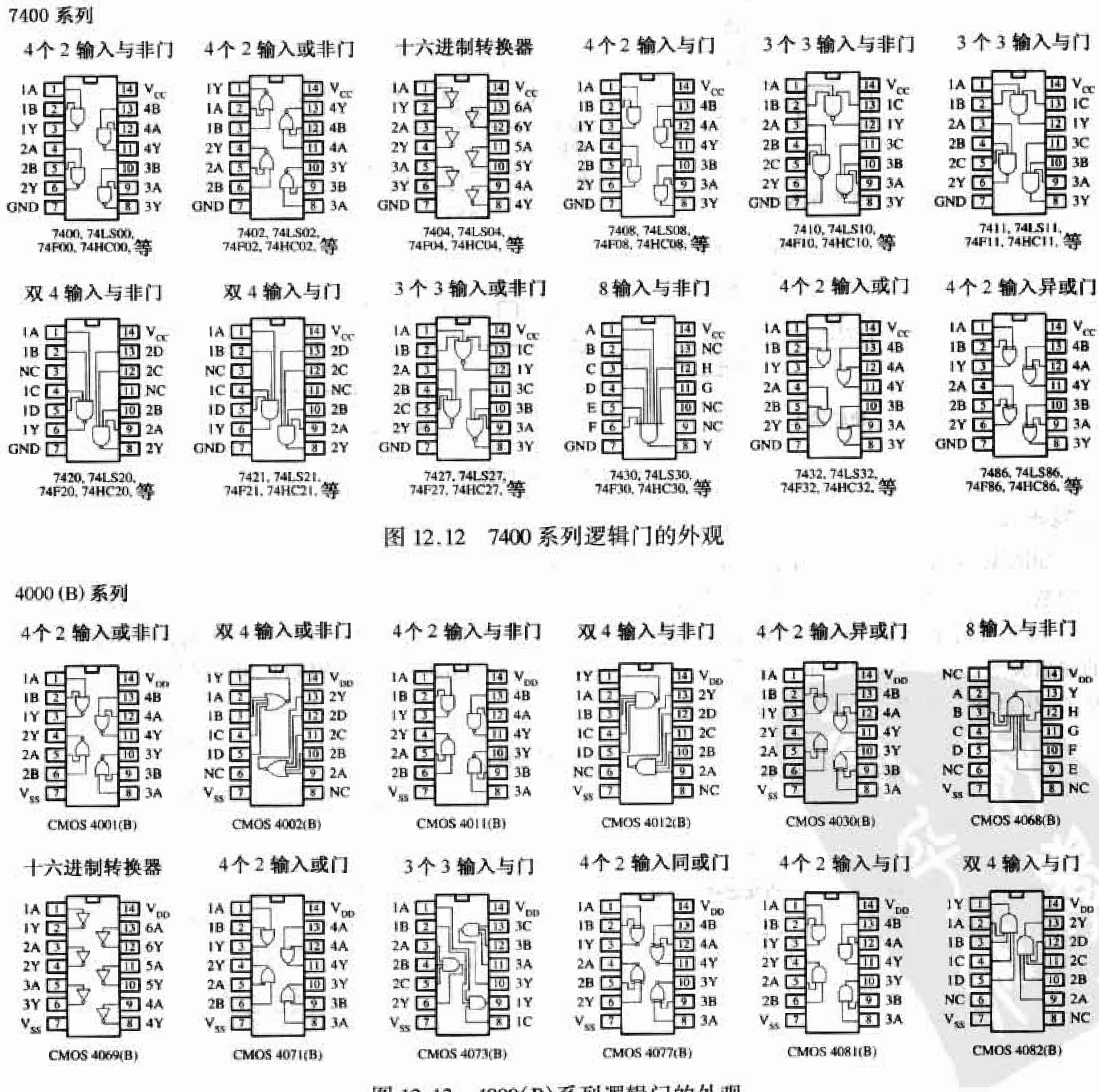


图 12.12 7400 系列逻辑门的外观

图 12.13 4000(B)系列逻辑门的外观

12.2.3 单逻辑门应用

在介绍逻辑门应用的核心——包含连接逻辑门以形成可完成各种功能的复杂逻辑电路之前，首先介绍一下只要求一个单独逻辑门的简单应用。

使能控制

使能门是用于控制给定波形传输通道的逻辑门。波形(如时钟信号)连接到使能门的一个输入端，另一端作为使能控制端。使能门在数字系统中使用非常频繁，用于控制各种设备所接收的信息是否使能。图 12.14 展示了两个使能门电路；第一个使用与门，第二个使用或门。与非门和或非门也经常用做使能门。在此图的上半部分，使用与门作为使能门。当使能输入端为高电平，时钟信号将传输到输出端。在此例中，使能输入端保持为高电平 4 μs，允许 4 个时钟脉冲通过(T_{clk} = 1 μs)。当使能输入端为低电平，将停止时钟信号传输到输出端。

在下半部分，一个或门被用做使能门。当使能输入端为高电平时，无论时钟信号怎么变化，输出端始终保持为高电平。但当使能输入端为低电平时，时钟信号可以传输到输出端。

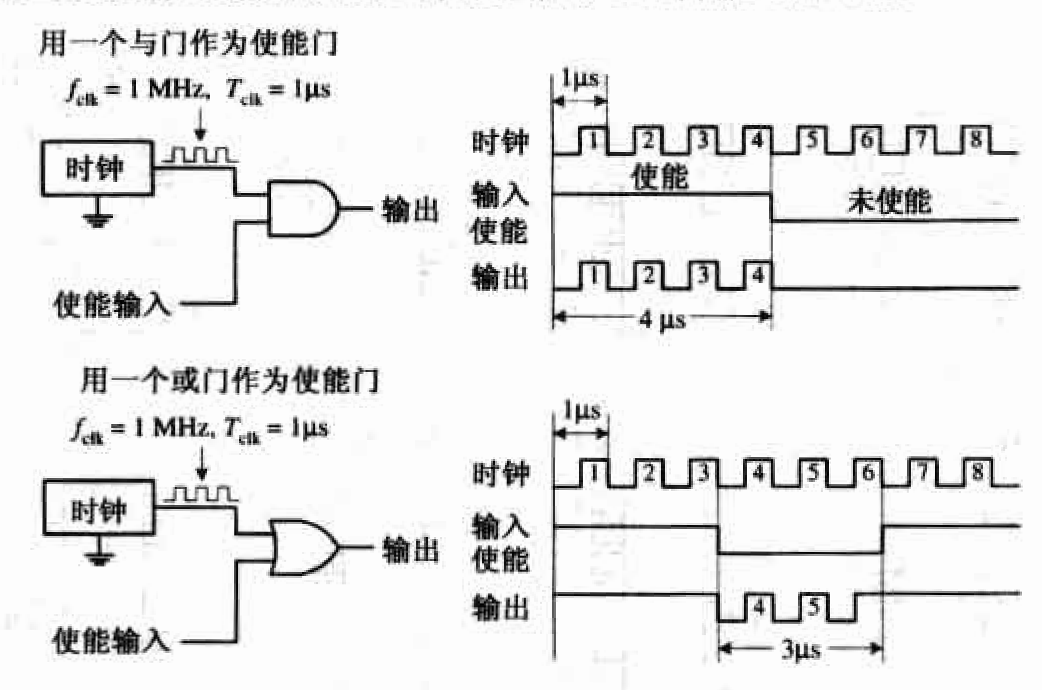


图 12.14 使能控制

波形生成

如图 12.4 所示，通过使用逻辑门的基本使能作用，在周期波形生成电路的帮助下，可以产生用于顺序控制数字电路的特定波形。一个波形生成电路的例子是约翰逊计数器，如图 12.15 所示。约翰逊计数器将在 12.8 节讨论——现在只需要简单地关注输出。在图 12.15 中，约翰逊计数器利用时钟脉冲产生不同的输出波形，如时序表中所示。输出 A，B，C，D 高电平持续 4 μs(4 个时钟周期)，相继延迟 1 μs。输出 $\bar{A}$、$\bar{B}$、$\bar{C}$、$\bar{D}$ 是输出 A、B、C、D 各自的反变量。

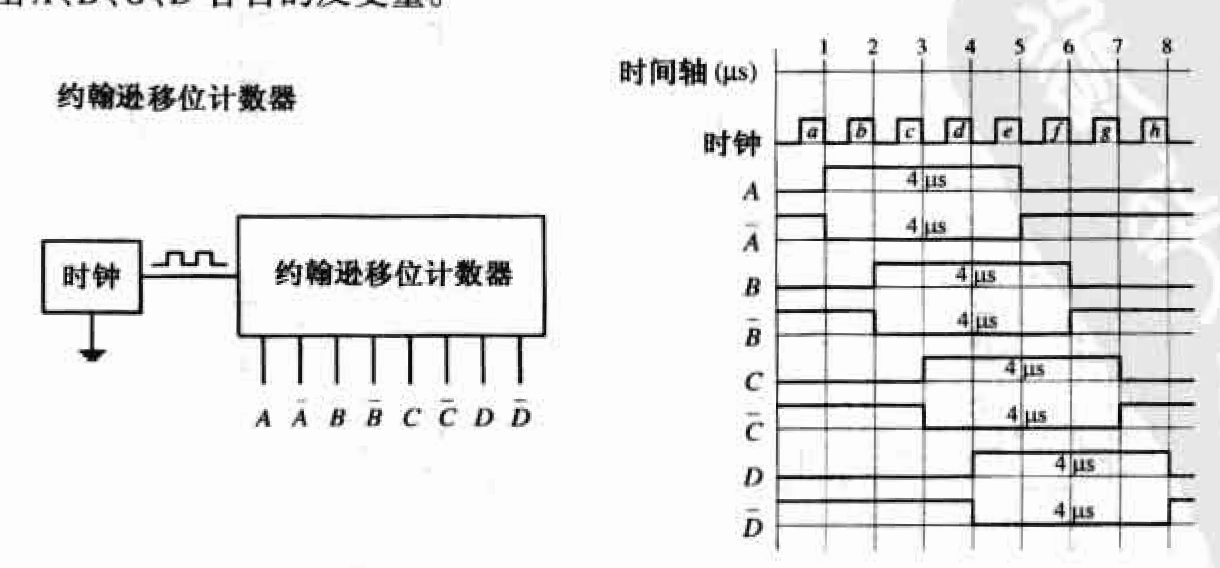


图 12.15 波形生成电路(一)

在某个给定时间可能需要使用计时器提供的 4 μs 高/低脉冲。但是，如果需要开始于 2 μs 结束于 5 μs 的 3 μs 高电平波形(相对于图 12.15 时序刻度表)，如何实现？这就需要使用逻辑门了。例如，如果在计数器的 A，B 输出端连接一个与门，将会在与门的输出端得到要求的 2 ~ 5 μs 的高电平波形：在 1 ~ 2 μs 与门输出低电平($A=1, B=0$)，在 2 ~ 5 μs 与门输出高电平($A=1, B=1$)，在 5 ~ 6 μs 与门输出低电平($A=0, B=1$)。参见图 12.16(a)最左边。

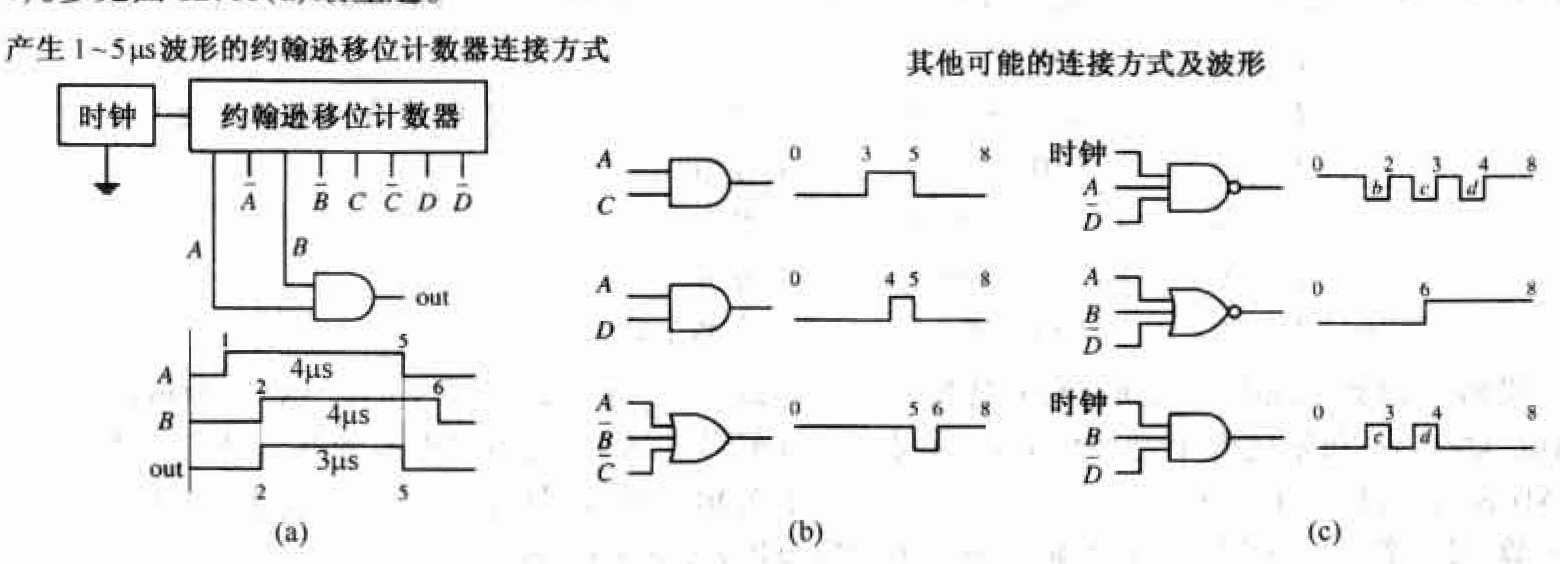


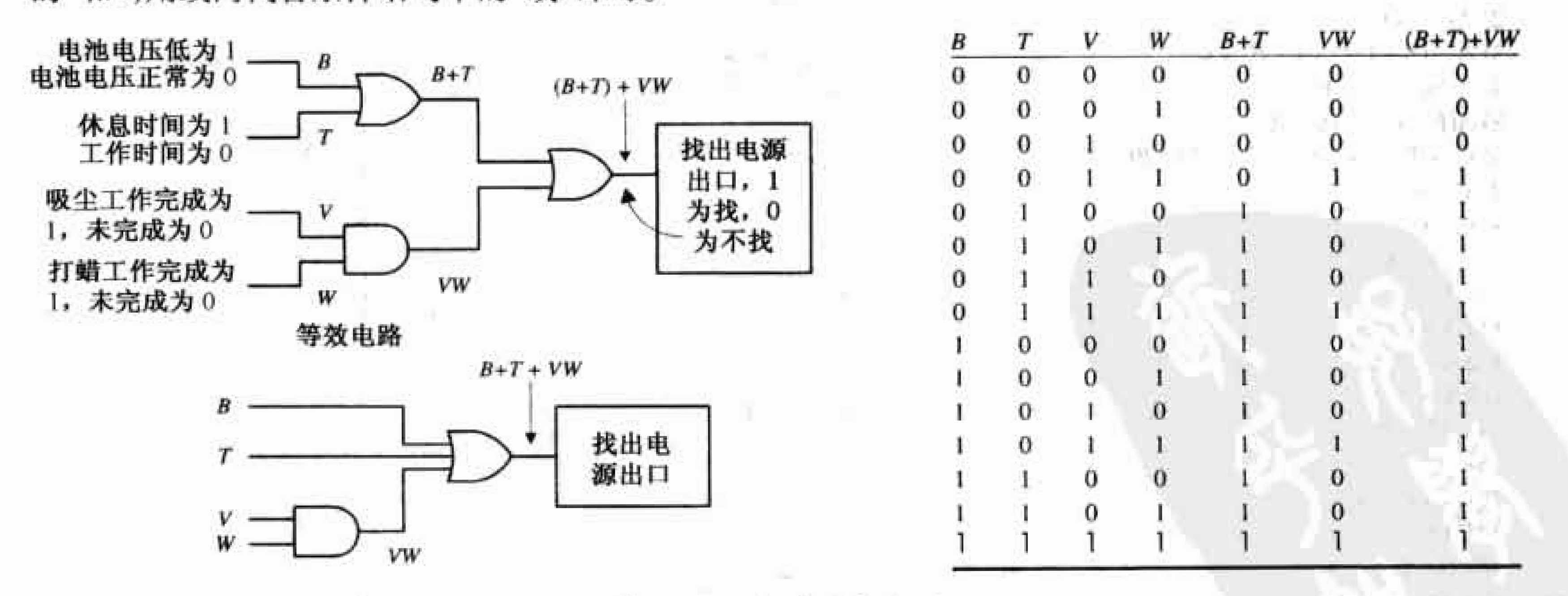
图 12.16　波形生成电路(二)

可以通过使用不同的逻辑门连接约翰逊计数器的不同输出端脚产生各种不同的波形。图 12.16(c)右边部分是 6 种可能的波形及生成方法。

12.2.4　组合逻辑电路

连接逻辑门从而形成可实现各种不同复杂功能的电路称为组合逻辑电路。例如，设计一个逻辑电路指示机器人在特定条件下自动充电(找出电源插口)。自动充电条件设定如下：当电池电压 B 为低电平(由电池监控电路输出为高电平表示)，或者当工作日 T 完成(定时器电路输出为高电平)，或者当吸尘工作 V 完成(吸尘工作完成监控电路输出为高电平)且当打蜡工作 W 完成(打蜡工作完成电路输出为高电平)。也设定当输出为高电平时，电源出口搜寻程序电路工作。

执行所要求功能的两个简单组合逻辑电路如图 12.17 所示。两个电路使用不同数量的逻辑门实现同样的功能。现在，问题是如何设计出这些电路的。在每个电路中，只需要在电路中用与门代替条件语句中的“和”，用或门代替条件语句中的“或”即可。



B	T	V	W	B+T	VW	(B+T)+VW
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1
0	1	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	1	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1

图 12.17　组合逻辑电路

但是，设计更复杂的组合逻辑电路，利用直觉来决定使用何种逻辑门及如何连接就变得困难了。为使设计组合逻辑电路的工作变简单，将使用一种称为布尔代数的专用符号语言，它仅有真和假两种变量。机器人电路的布尔代数表达式如下：

$$E=(B+T)+VW$$

这个表达式等于说如果 B(电池检查电路输出)为真或 T(定时器电路输出)为真或 V 和 W(吸尘和上蜡电路输出)为真,则 E(电源出口起效电路输入)为真。注意"或"用"+"代替,"和"用将两变量相乘表示(将两变量直接放在一起或中间加一点)。注意,在布尔代数中真值用 1 表示,假用 0 表示。这里假定采用正逻辑,真 = 高电平。使用机器人电路的布尔代数表达式,可以得出下面一些结果(图 12.17 中真值表提供了所有可能结果):

$E=(B+T)+VW$

$E=(1+1)+(1\cdot1)=1+1=1$ (电池电压低,睡眠时间,家务完成 = 充电)

$E=(1+0)+(0\cdot0)=1+0=1$ (电池电压低 = 充电)

$E=(0+0)+(1\cdot0)=0+0=0$ (上蜡未完成 = 不充电)

$E=(0+0)+(1\cdot1)=0+1=1$ (家务完成 = 充电)

$E=(0+0)+(0\cdot0)=0+0=0$ (吸尘和上蜡未完成 = 不充电)

机器人的例子说明了如何在布尔代数中表达与或运算。但是非运算(NOT,NAND,NOR)和高级运算(XOR、XNOR)在布尔代数中是如何表示的呢?表示逻辑非运算,只需要在被求反项上放一横线。对于 NAND 表达式,只需在 AND 表达式上放一横线。对于 NOR 表达式,只需在 OR 表达式上放一横线。对于高级运算,使用符号。这里是各种逻辑门所有可能的布尔表达式的列表(如图 12.18 所示)。

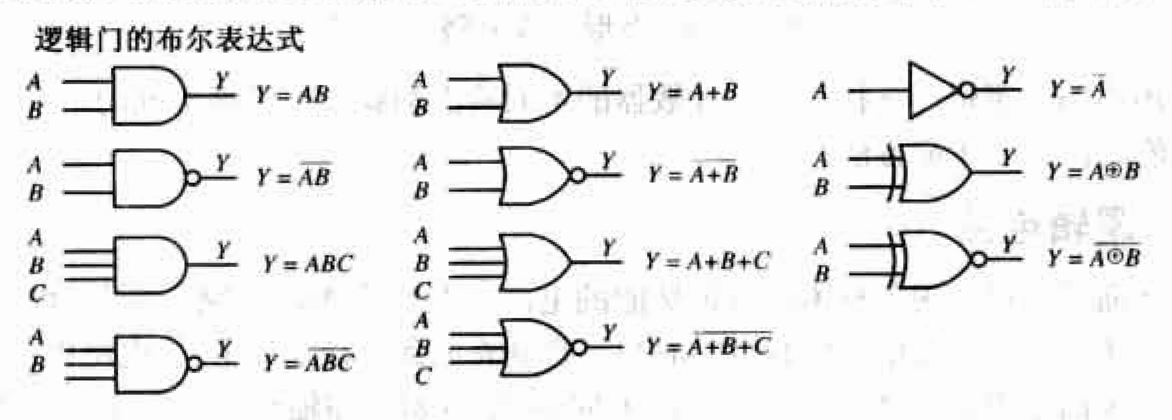


图 12.18 逻辑门的布尔表达式

与传统代数一样,布尔代数有一组公式用来简化布尔表达式,从而使电路更简洁。这些公式包含加法结合律、加法交换律、分配律等(参见图 12.19)。

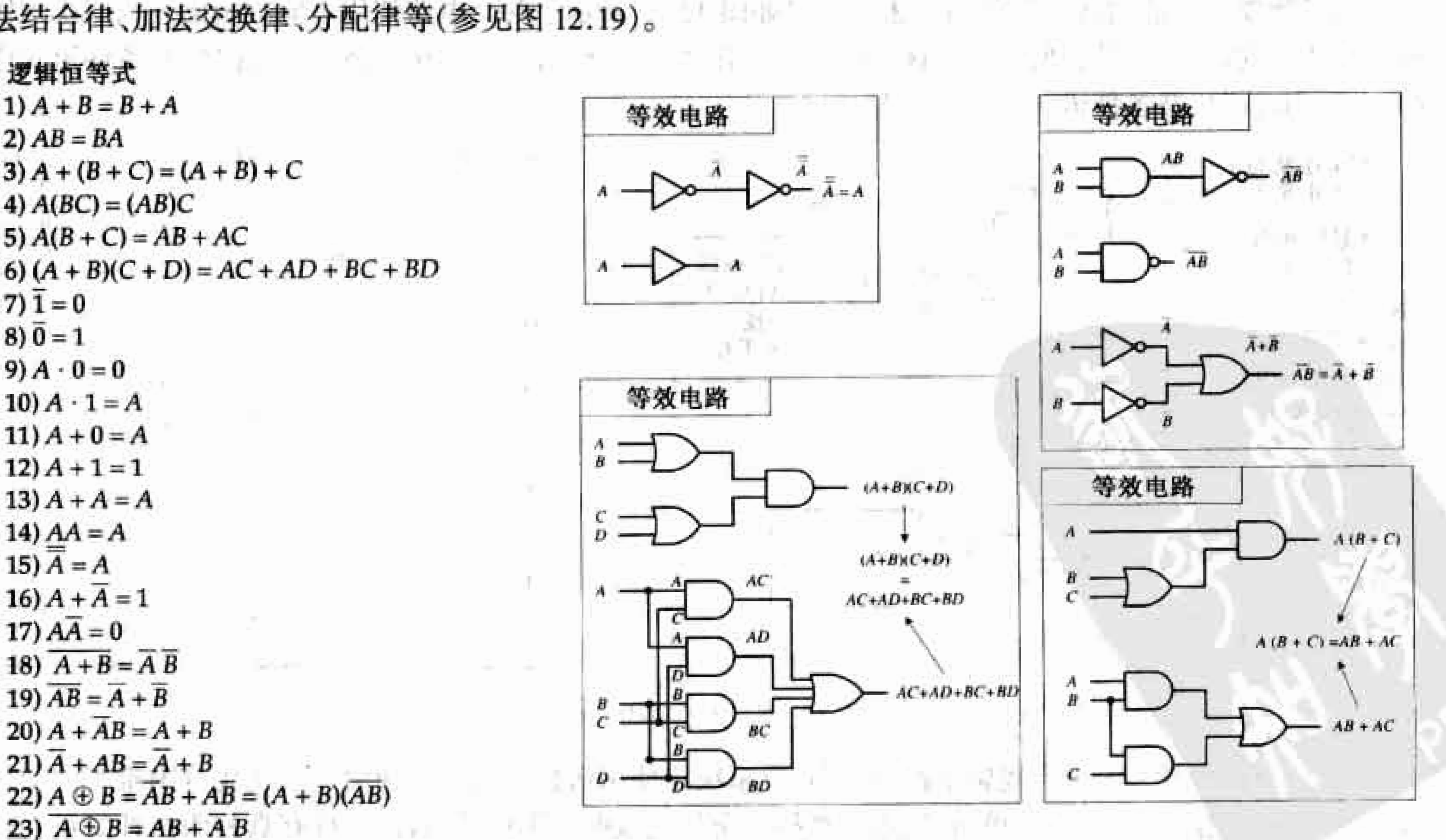


图 12.19 逻辑恒等式与等效电路

例 1：写出图 12.20 所示电路的初始布尔表达式，然后利用逻辑公式化简，可设计出使用逻辑门最少的电路。

此处电路布尔表达式如下：

$out = (A + B)\bar{B} + \bar{B} + BC$

表达式可以用公式 5：

$(A + B)\bar{B} = A\bar{B} + B\bar{B}$

化简为：

$out = A\bar{B} + B\bar{B} + \bar{B} + BC$

使用公式 17($B\bar{B} = 0$)和公式 11($B + 0 = B$)，可化简为：

$out = A\bar{B} + 0 + \bar{B} + BC = A\bar{B} + BC$

从上式提取出一个因数 $\bar{B}$

$out = \bar{B}(A + 1) + BC$

使用公式 12 和公式 10，可化简为：

$out = B(1) + BC = \bar{B} + BC$

最后，使用公式 21，可得最简表达式：

$out = \bar{B} + C$

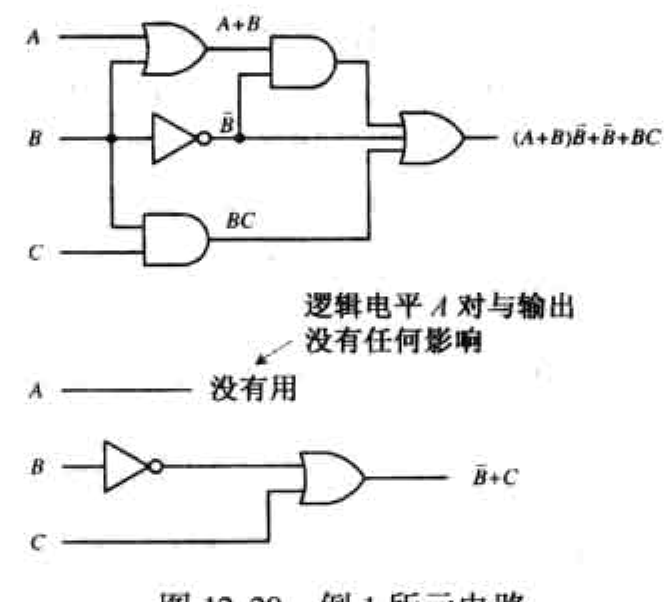
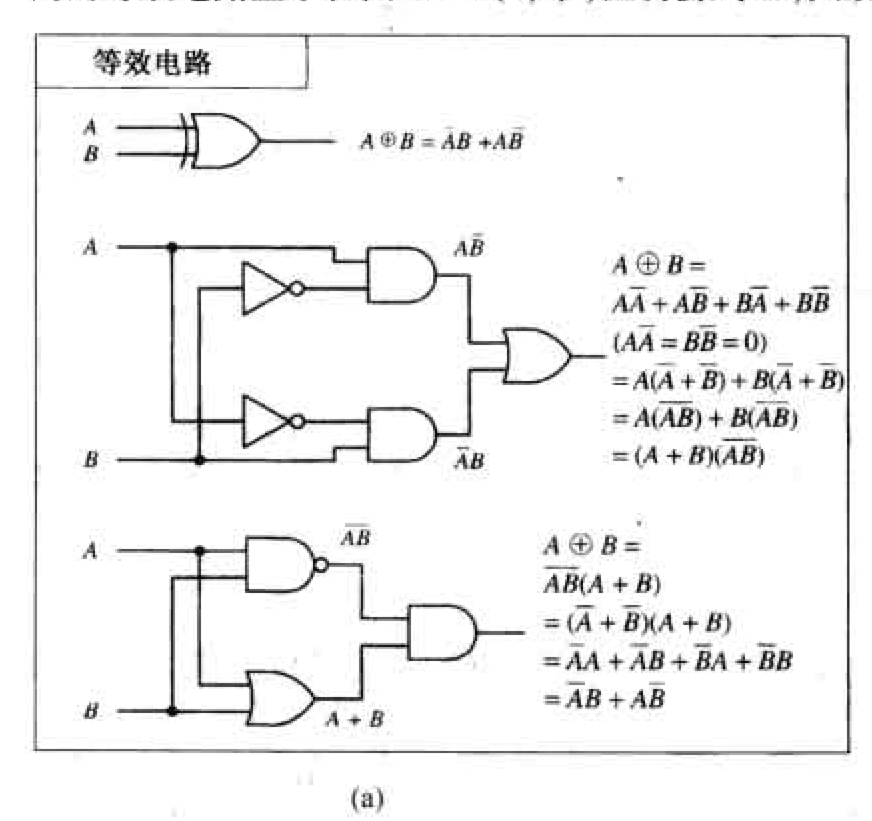


图 12.20　例 1 所示电路

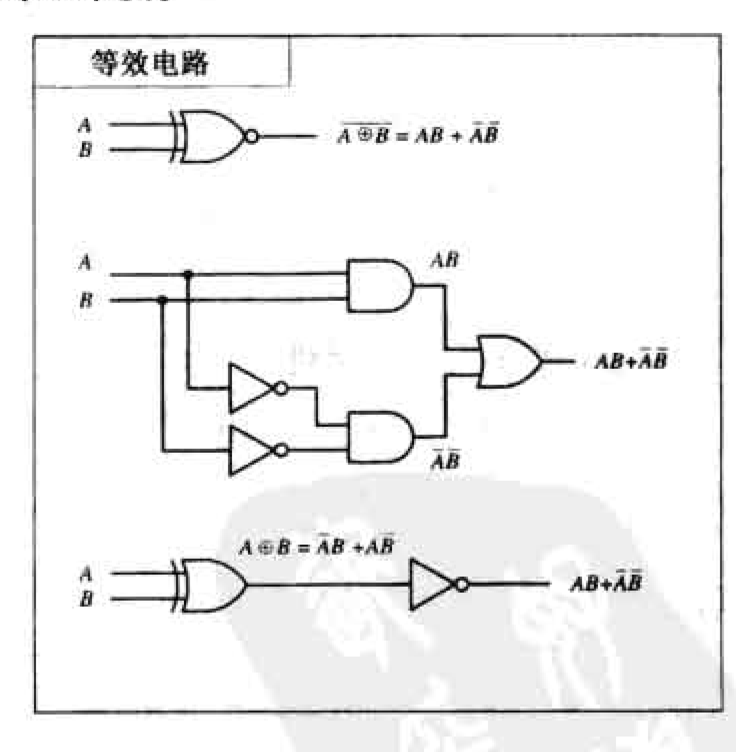
注意，A 项消失。这意味着逻辑输入 A 对输出无影响并且可以被忽略。由化简表达式，可得图中下部所示电路。

高级门处理(公式 22 和公式 23)

现在来关注一组不太明显的逻辑公式，也就是关于异或门（公式 22）和同或门（公式 23）公式。图 12.21(a)显示的是异或门的等效电路。在下面的两个等效电路中，公式 22 被布尔公式化简证明。同或门的等效电路显示在图 12.21(b)中，证明公式 23，只须将公式 22 取反。



(a)



(b)

图 12.21　异或门和同或门等效电路

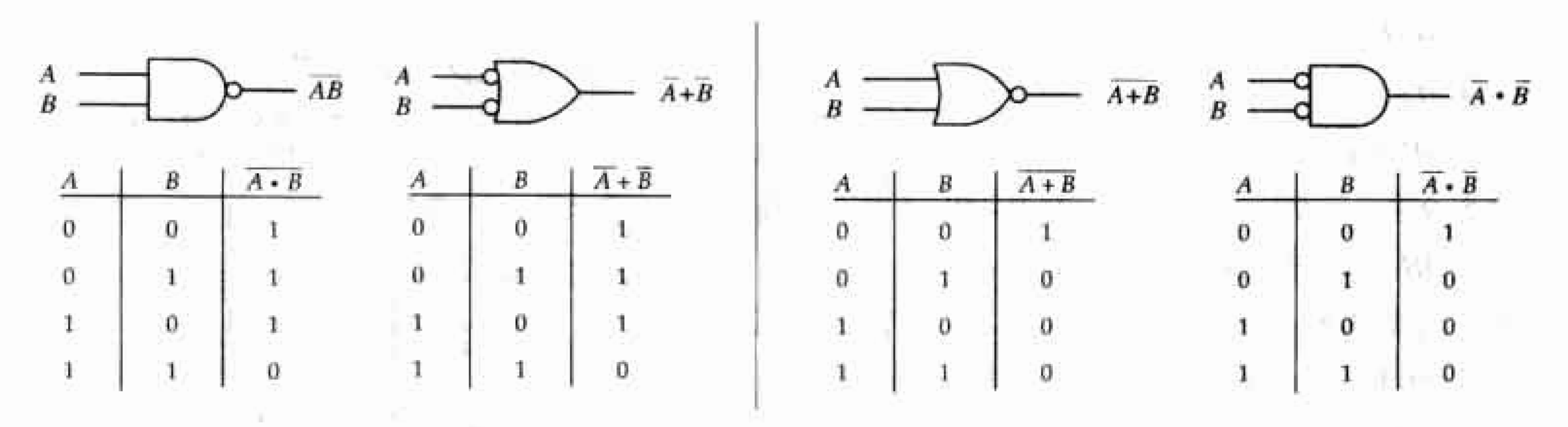
德·摩根定理(公式 18 和公式 19)

若要化简包含与非门和或非门的电路，可以使用一个极其有用的定理——德·摩根定理。利用这个定理，可以将有两个或更多变量整体上面有取反号的表达式转换为仅有单个变量上面有取反号的表达式。德·摩根定理(公式 18 和公式 19)如下所示：

$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$ （2变量）　　$\overline{A \cdot B \cdot C} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$ （3变量或更多）

$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$　　$\overline{A + B + C} = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$

证明这些公式最简单的方式是使用下表(参见图 12.22),等效电路的真值表相同。左边逻辑门的对应门前面的小圆圈表示在输入 A 和 B 应用到基本逻辑门之前,先对其取反。换而言之,圆圈是非门的简单表示。



A	B	$\overline{A \cdot B}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A	B	$\overline{A}+\overline{B}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

A	B	$\overline{A+B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

A	B	$\overline{A}\cdot\overline{B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

图 12.22　德·摩根定理的真值表

为什么使用非输入或门符号代替与非门?为什么使用非输入与门代替或非门?这是留给设计者的一个选择——例如,当设计电路时,对取反后的输入进行与或运算比对输入进行或非和与非运算更容易一些。同样,使用非输入逻辑门时的真值表和处理布尔表达式也比较容易。当然,当构造实际工作电路时,可能倾向转换为使用或非门和与非门,因为它们不要求在输入端增加额外的非门。

小圆圈换位

形成基于德·摩根定理的等效逻辑电路的一个捷径是使用小圆圈换位。

小圆圈换位包含下面的方法:首先,将与门改为或门,将或门改为与门;然后,在没有小圆圈的输入和输出端增加小圆圈,同时将最初存在的小圆圈拿掉。可以通过比较最初的逻辑门和取反符换位后的逻辑门的真值表或使用德·摩根定理转换布尔表达式证明此方法。图 12.23 列出取反符换位的例子。

图 12.23　取反符换位

与非门和或非门的通用性

与非门和或非门被称为通用逻辑门,因为这两种类型的逻辑门可以组合形成所有其余的逻辑门。

例如,如果没有异或 IC,可以使用一个多与非门 IC(例如 74HC00)代替。图 12.24 说明如何将或非门或与非门组合在一起形成各种逻辑门。

与或非门

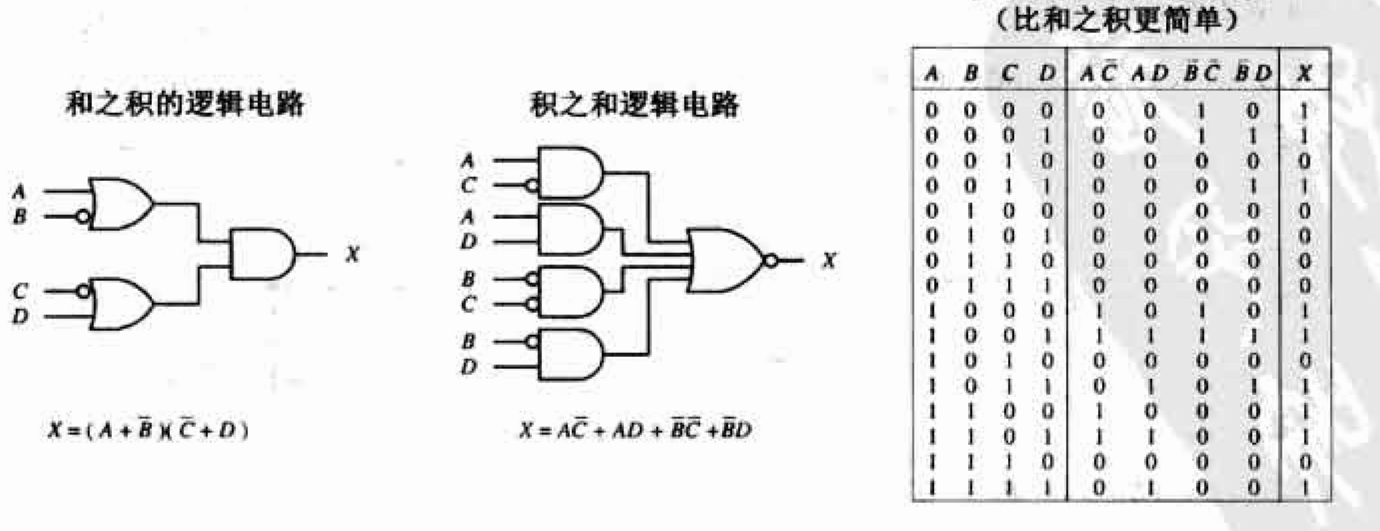
当一个布尔表达式化简后,其结果将是下面两种格式中的一种:和之积(POS)或积之和(SOP)。POS 表达式是将两个或两个以上求或后的变量组及另外的两个或两个求或后的变量组用与运算连接在一起。SOP 表达式是将两个或两个以上求与后的变量组及另外的两个或两个求与后的变量组用或运算连接在一起。图 12.25 显示了两个具有相同逻辑功能的电路(它们等效),但是左边电路以 POS 表达式设计,右边电路以 SOP 表达式设计。

在设计中,哪种电路最好,实现 POS 表达式的电路还是实现 SOP 表达式的电路?在这里,POS 设计看起来是更好的选择,因为它要求较少的逻辑门。但是,SOP 表达式易于用布尔表达式处理,如创建真值表。使用 SOP 的一个更实际的理由是一种专用 IC——与或非门(AOI)可以用来处理 SOP 表达式。例如:图 12.26 所示 74LS54 AOI IC 在输出端生成一个被求反的 SOP 表达式,经由两个 2 输入与门和两个 3 输入与

门再进行或非运算。若设计需要，在输出端增加一非门可将求反横线去掉。若某些输入端没有被使用，应被保持为高电平，如图 12.25 左边示例电路所示。AOI IC 有很多不同的构造——可通过查看目录来发现。

逻辑门	与非门等效电路	或非门等效电路
NOT	A → $\overline{AA}=\overline{A}$	A → $\overline{A+A}=\overline{A}$
AND	A, B → $\overline{AB}$ → $\overline{\overline{AB}}=AB$	A → $\overline{A+A}=\overline{A}$；$B$ → $\overline{B+B}=\overline{B}$；$\overline{\overline{A}+\overline{B}}=\overline{\overline{AB}}=AB$
NAND		A, B → $\overline{AB}$
OR	A → $\overline{A}$；B → $\overline{B}$；$\overline{\overline{A}\,\overline{B}}=A+B$	A, B → $\overline{A+B}$ → $\overline{(\overline{A+B})+(\overline{A+B})}=A+B$
NOR	A → $\overline{A}$；B → $\overline{B}$；$\overline{\overline{A}\,\overline{B}}=A+B$ → $\overline{A+B}$	
XOR	A, B	A, B
XNOR	A, B	A, B

图 12.24　或非门或非门的组合电路



积之和辑电路的真值表
（比和之积更简单）

A	B	C	D	$A\overline{C}$	AD	$\overline{B}\overline{C}$	$\overline{B}D$	X
0	0	0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	1	0	0	1

图 12.25　两个具有相同逻辑功能的电路

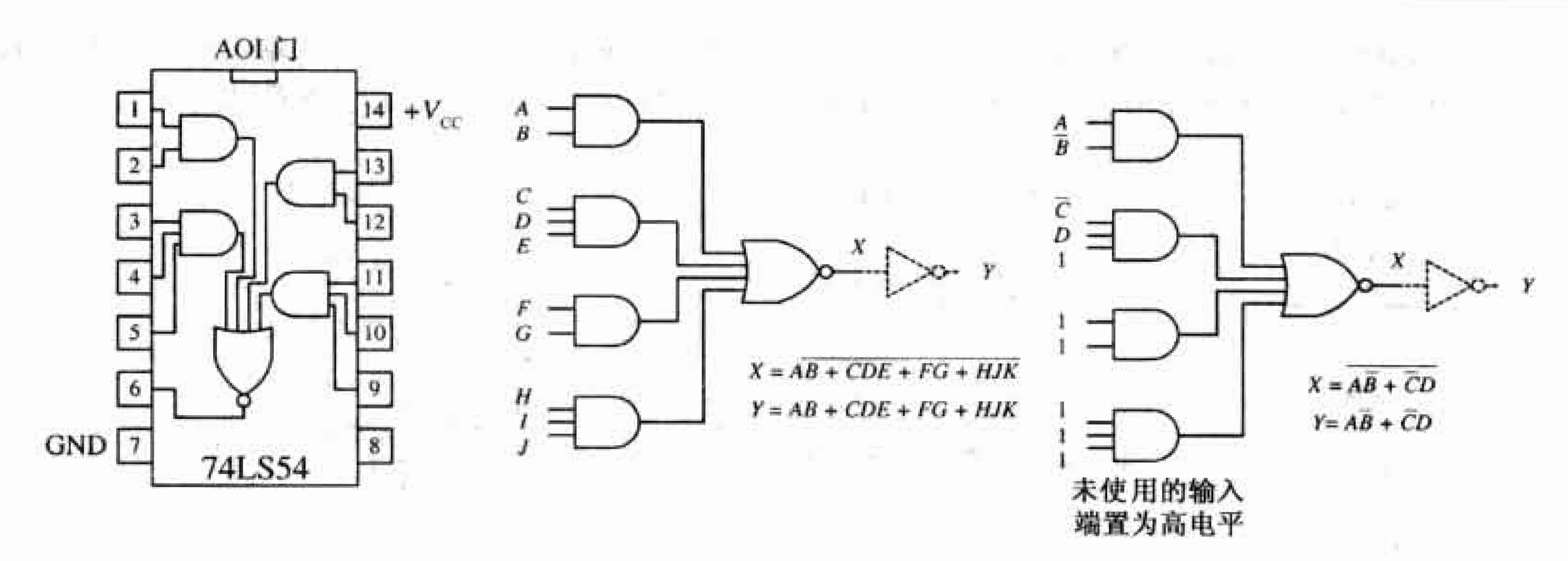


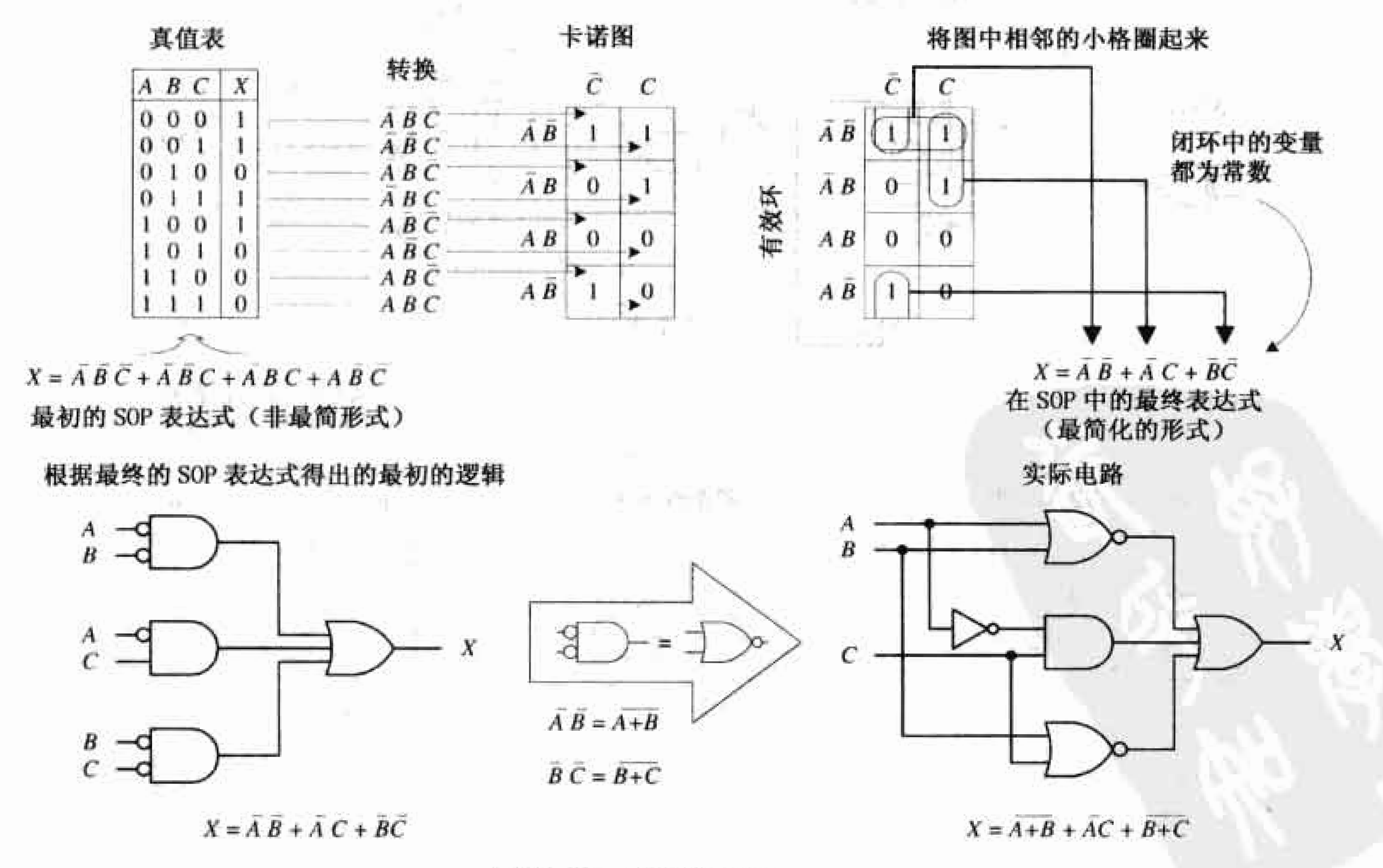
图 12.26 由 74LS54 组成的求反 SOP

12.2.5 化简电路(卡诺图)

刚才介绍了使用逻辑公式化简布尔表达式。这一步骤很重要,因为它可以减少构造逻辑电路所需的逻辑门数量。但是,使用逻辑公式化简布尔表达式并不容易,它需要时间和技巧。为了避免从事这种消耗精力的工作,简单方法是使用计算机程序,它根据真值表或布尔表达式,可输出最简表达式甚至输出示意电路。但是,假定没有这种计算机程序,则可以使用一种称为卡诺图的方法。根据这种方法,将一个给定的真值表(或可以转换为真值表的布尔表达式)转换为卡诺图,利用一些简单的图形规则,就可以得出电路的最简(在绝大多数情况下)布尔表达式。卡诺图最适于 3 到 4 个输入(变量)的电路,输入(变量)少于 3 个的电路一般较为简单,可采用逻辑公式化简;电路多于 4 个输入(变量),则卡诺图也会变得非常复杂。

下面是如何利用卡诺图处理一个 3 输入系统的基本步骤:

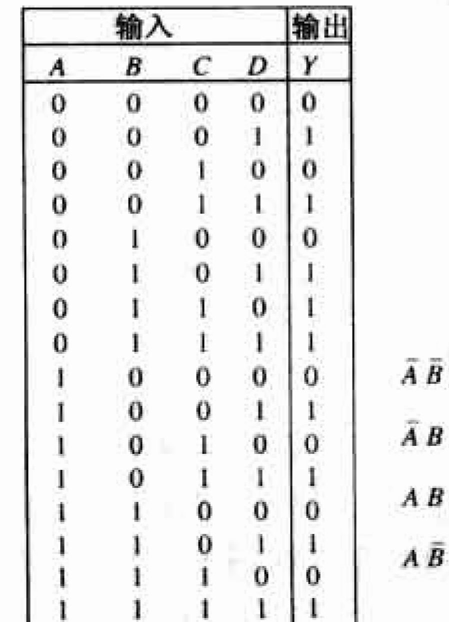
1. 选择要处理的真值表。比如选择图 12.27 中的真值表(如果只有布尔表达式,将之转换为 SOP 格式的表达式,再使用 SOP 表达式生成真值表——图 12.26 显示如何进行这一步)。



A	B	C	X
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

图 12.27 由卡诺图化简电路

2. 将真值表转换为卡诺图。卡诺图类似于真值表,但是变量沿两条轴线排列。真值表转换为卡诺图将减少需要出现在信息中的1和0的数目。图12.27说明如何转换。
3. 当生成卡诺图之后,将相邻填1的小格以2个、4个或8个为一组圈起来。圈的组越多,最终表达式越简单。也就是说,尽可能地圈大圈。
4. 确定在每个圈中保持不变的变量,利用或运算将这些变量写成SOP表达式。"不变"在这里表示一个原变量和它的反变量不在同一个圈中出现。例如,图12.27中首行水平圈生成$\overline{AB}$(SOP表达式的第一项),因为$\bar{A}$和$\bar{B}$各自的原变量(A和B)没有出现。但是,变量C在此项中被化简掉,因为C和$\bar{C}$都出现。
5. 最终得出的SOP表达式是最简可能表达式,根据其可生成逻辑电路。也可能需要使用小圆圈换位使电路变得更简单实际,如图12.28所示。

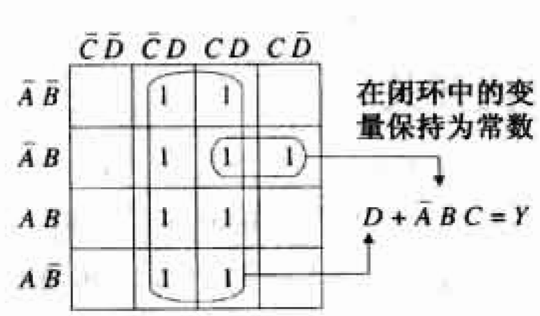


输入				输出
A	B	C	D	Y
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

未简化的SOP表达式

$$\bar{A}\cdot\bar{B}\cdot\bar{C}\cdot D+\bar{A}\cdot\bar{B}\cdot C\cdot D+\bar{A}\cdot B\cdot\bar{C}\cdot D+\bar{A}\cdot B\cdot C\cdot\bar{D}$$
$$+\bar{A}\cdot B\cdot C\cdot D+A\cdot\bar{B}\cdot\bar{C}\cdot D+A\cdot\bar{B}\cdot C\cdot D+A\cdot B\cdot\bar{C}\cdot D+A\cdot B\cdot C\cdot D=Y$$

简化后的SOP表达式和电路



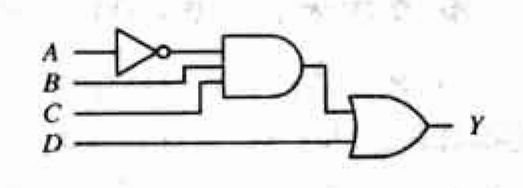


图12.28 最简的SOP表达式

图12.29是一个使用AOI IC实现卡诺图处理后最终表达式的例子。这个例子使用别的变量名称而不是传统的A,B,C,D,是说明变量名不限于此,变量名可以根据实际应用而选择确定。

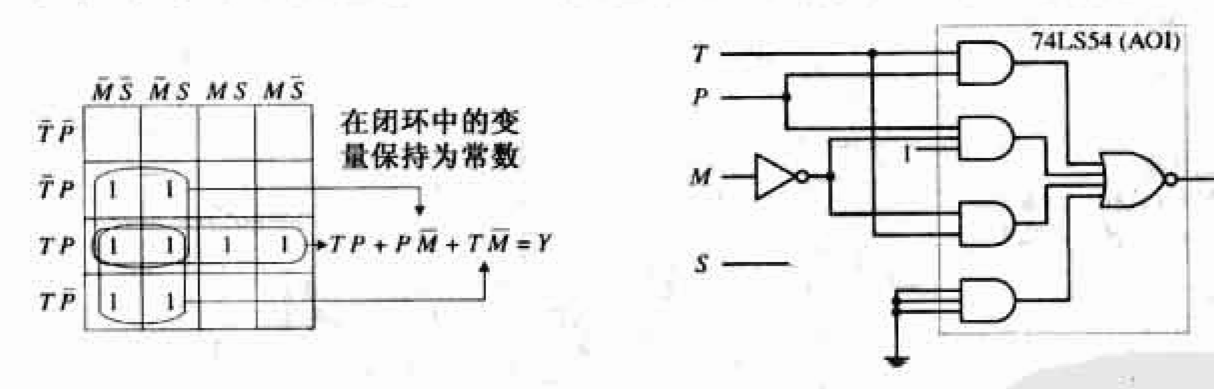


图12.29 由卡诺图处理后最终表达式

圈法举例

图12.30是4×4卡诺图不同圈法的例子。

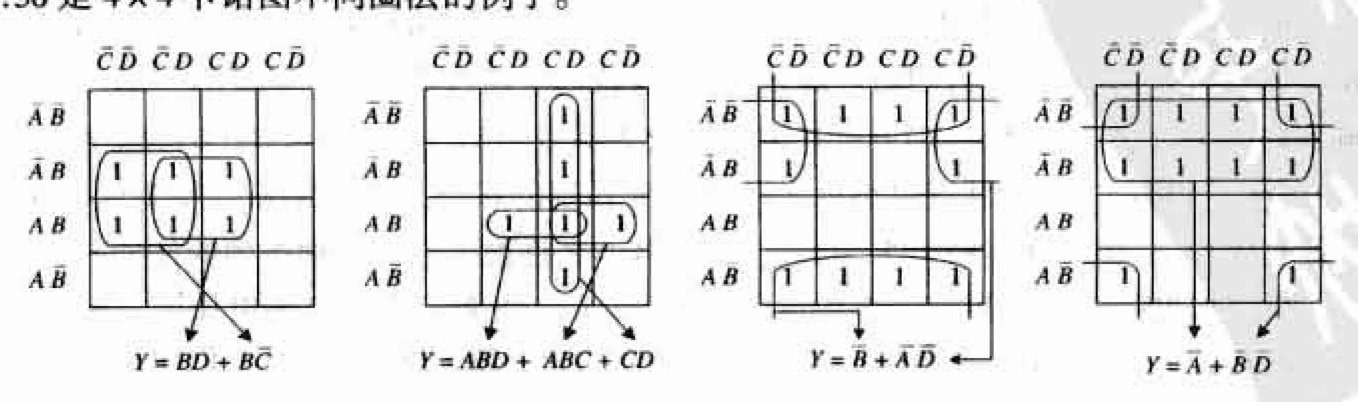


图12.30 卡诺图简化示例

12.3 组合器件

通过前面的学习,我们已经对使用逻辑门实现真值表和布尔表达式所代表的功能有了一定的了解,现在再介绍一些应用在实际数字电子电路中的具体功能。

作为逻辑门 IC,下面讲到的组合器件不是 4000 系列就是 7400 系列(参见图 12.31)。应当注意到初始的 TTL IC,如 74138,与它的升级版 74F138,74HC128(CMOS),74LS138 等在本质上是相同的器件(大多数具有相同的插脚引线和功能)。而某些工作特性(速度、功率消耗、电压等级等)存在一些实际差别,后面将会介绍这些细节。

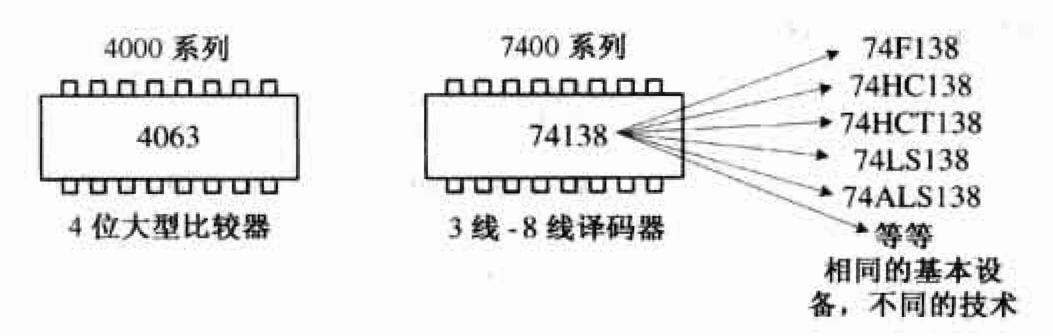


图 12.31 4000 系列和 7000 系列逻辑门 IC

12.3.1 多路开关(数据选择器)和双向开关

多路开关和数据选择器在电路中作为数字控制开关(当部件设计作为单刀双掷开关时,称为数据选择器,当开关掷数超过两个时,如双刀八掷,称为多路开关。本书采用此传统称呼,其他书籍可能采用不同的称呼)。一个基于逻辑门的简单二选一数据选择器如图 12.32 所示。电路通过数据选择端来控制决定哪个输入端数据可以被传输到输出端:当数据选择端为高电平,输入 A 通过而输入 B 被锁定。当数据选择端为低电平,输入 B 通过而输入 A 被锁定。可以将与门想象为使能门,来理解电路如何工作的。

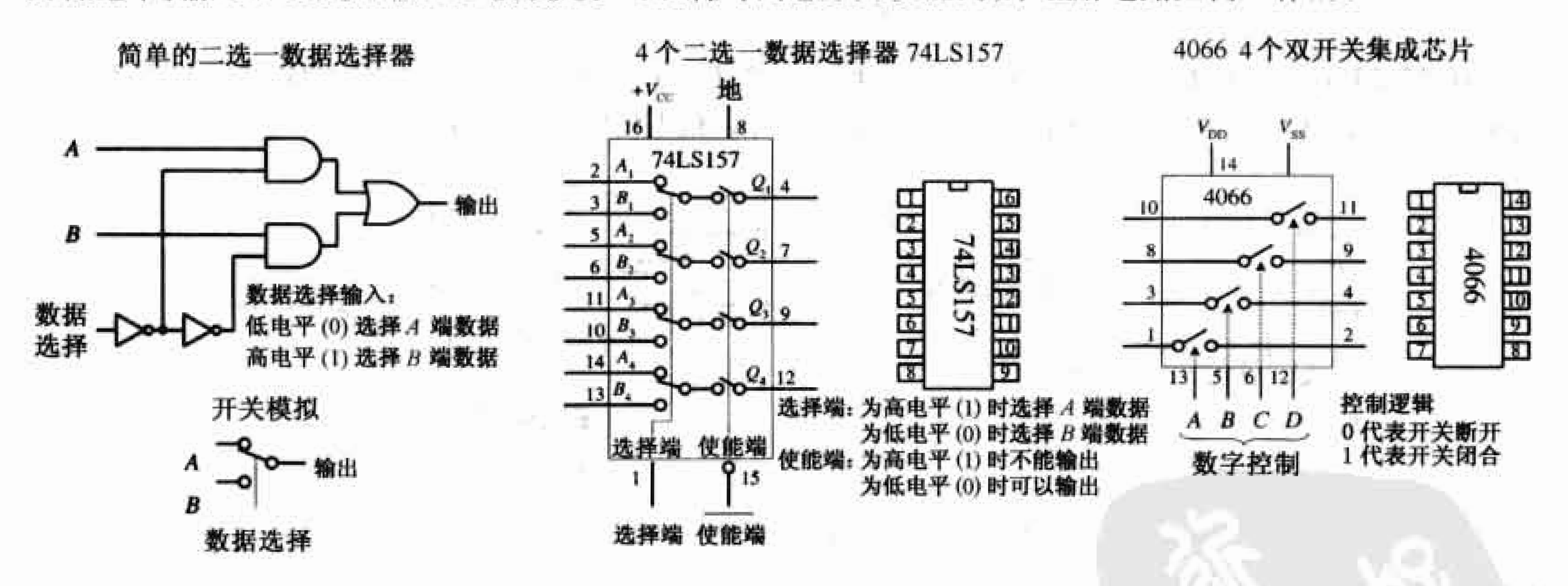


图 12.32 基于逻辑门的简单二选一数据选择器

有许多不同类型的集成电路数据选择器。例如,图 12.32 所示 74LS157 4 个二选一数据选择器用做 4 个电子控制单刀双掷开关(可以作为四刀双掷开关)。当其选择输入端设为高电平"1",输入 A_1, A_2, A_3, A_4 被允许传输到输出 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4。当其选择输入端设为低电平"0",输入 B_1, B_2, B_3, B_4 被允许传输到输出 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4。但是,这两种状况最终取决于使能输入端的状态。当使能输入端为低电平,所有的数据被允许传输到输出端;但当使能输入端为高电平,信号不允许被传输。这种类型的使能控制被称为低电平有效使能,即器件功能有效(将数据传输到输出端)仅发生于使能端为低电平电压时。低电平有效用一个小圈(取反符)标记,同时低电平有效输入的外部标识用其上一细线表示,有时人们忽略小圈而在外部标识上加一细线,这两种方式都很常用。

图 12.33 显示一基于逻辑门的四选一多路开关。这个电路类似于图 12.32 中的二选一数据选择器，但它具有 2 个选择输入端可以提供 4 种地址组合。

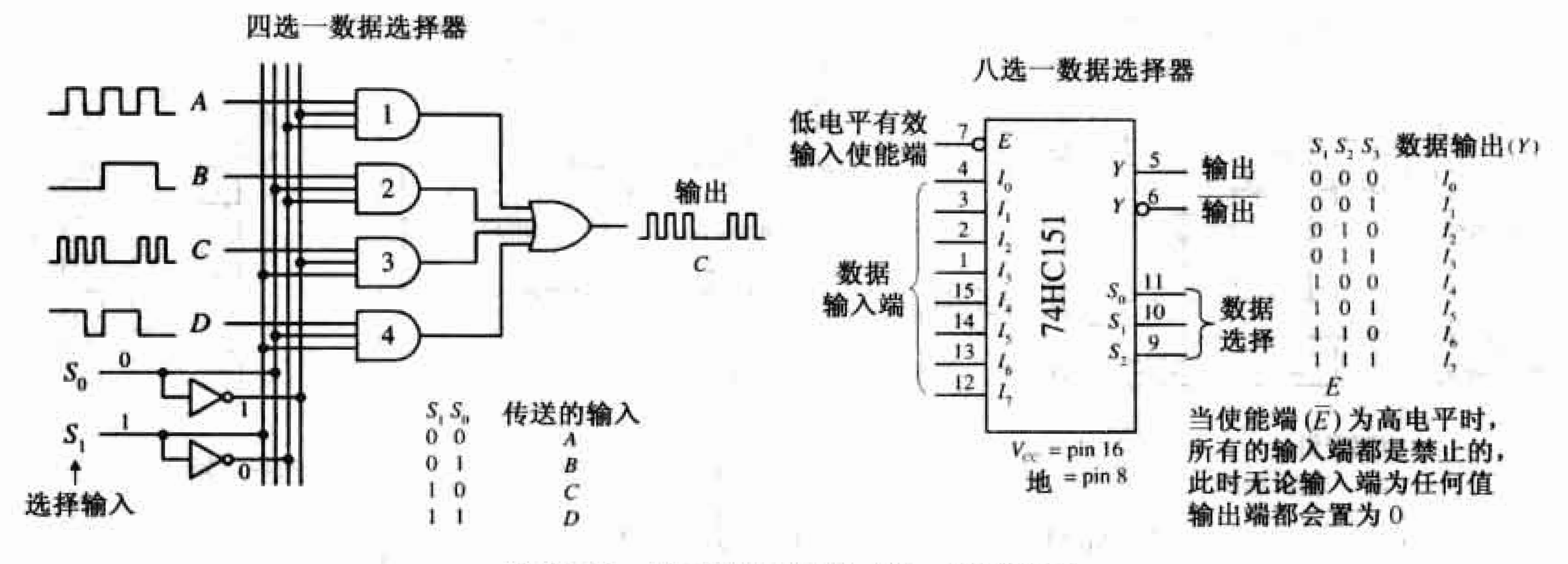


图 12.33 基于逻辑门的四选一多路开关

有各种不同输入的多路开关。例如，74151 多路开关使用 3 个选择输入端(S_0, S_1, S_2)在 8 个可能数据输入端(I_0 到 I_7)中选择一个传输到输出端，它实际上有两个输出端，一个真值输出端(5 脚)和一个取反输出端(6 脚)。低电平有效使能端被设为高电平时，置真值输出端为低电平，与输出无关。

可以将两个较小的多路开关组合在一起形成一个较大的多路开关。图 12.34 所示为将两个八选一 74HC151 组合形成一个十六选一多路开关，当然也可以直接使用一个十六选一多路开关，如图 12.34 所示的 74HC150。

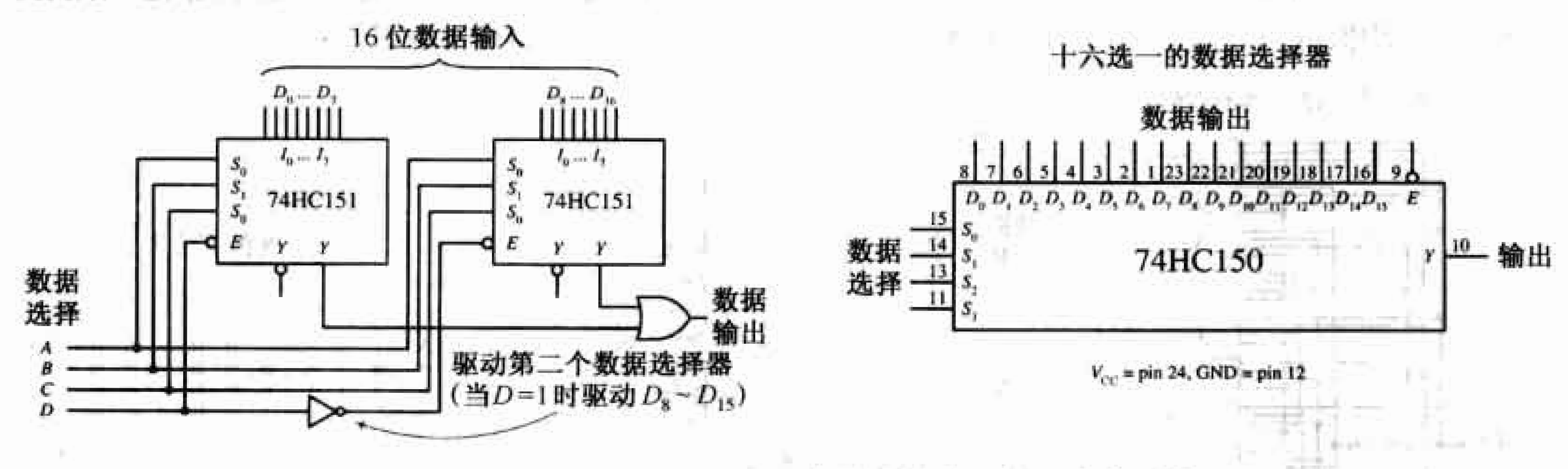


图 12.34 两个八选一电路组合形成的十六选一多路开关

下面介绍一个非常有用的被称为双向开关的部件。

一个双向开关 IC 的例子是 4066，如图 12.32 右侧所示。不同于多路开关，此部件仅作为 4 个数字控制单刀单掷开关或 4 个传输门。使用数字控制输入端，你可以选择开关是打开还是关闭。打开一个开关，只需提供高电平到相应开关选择输入端；否则，保持选择输入端为低电平。

本章后面将会介绍模拟开关和模拟多路开关。这些部件使用数字选择输入控制模拟信号。当数字电路和模拟电路相连接时，模拟开关和模拟多路开关是非常重要的器件。

12.3.2 数据分配器(信号分离器)和译码器

数据分配器(或信号分离器)与多路开关相反。它接收单独的数据输入并将其发送到几个可能输出端中的一个。一个简单的 4 线数据分配器如图 12.35(a)所示。如真值表所示，逻辑信号在数据选择输入端(S_0, S_1)选择接收输入信号(提供在 E 端)传输到哪个输出端(A, B, C 或 D)。未被选中的输出端输出高电平，选中的输出端随输入信号变化。74HC139 包含两个独立功能的 4 线数据分配器，如图 12.35(c)所示。

若需要更多的输出，选择 75xx154 16 线数据分配器，它使用 4 个数据选择输入端将输入信号选择传输到 16 个输出端中的一个。

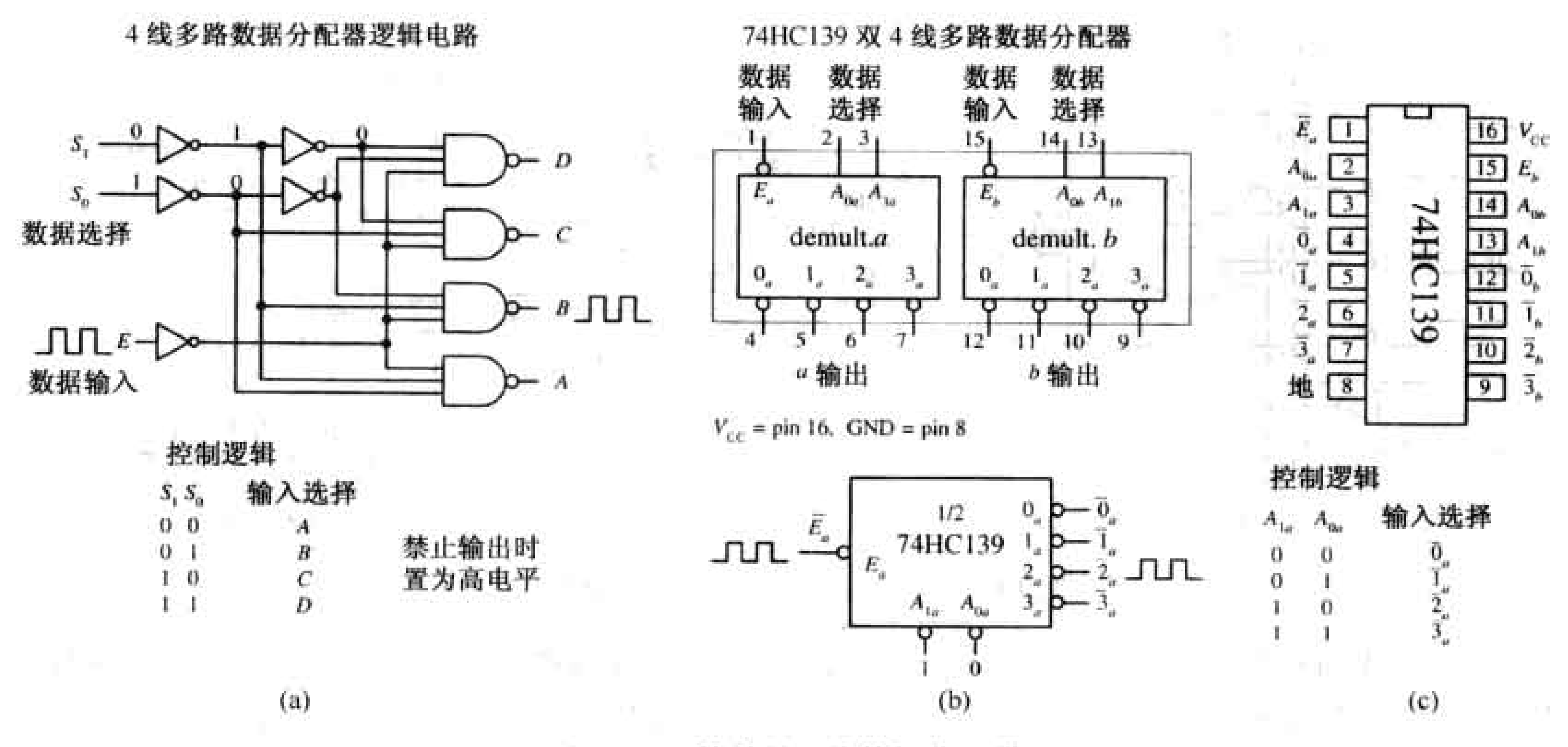
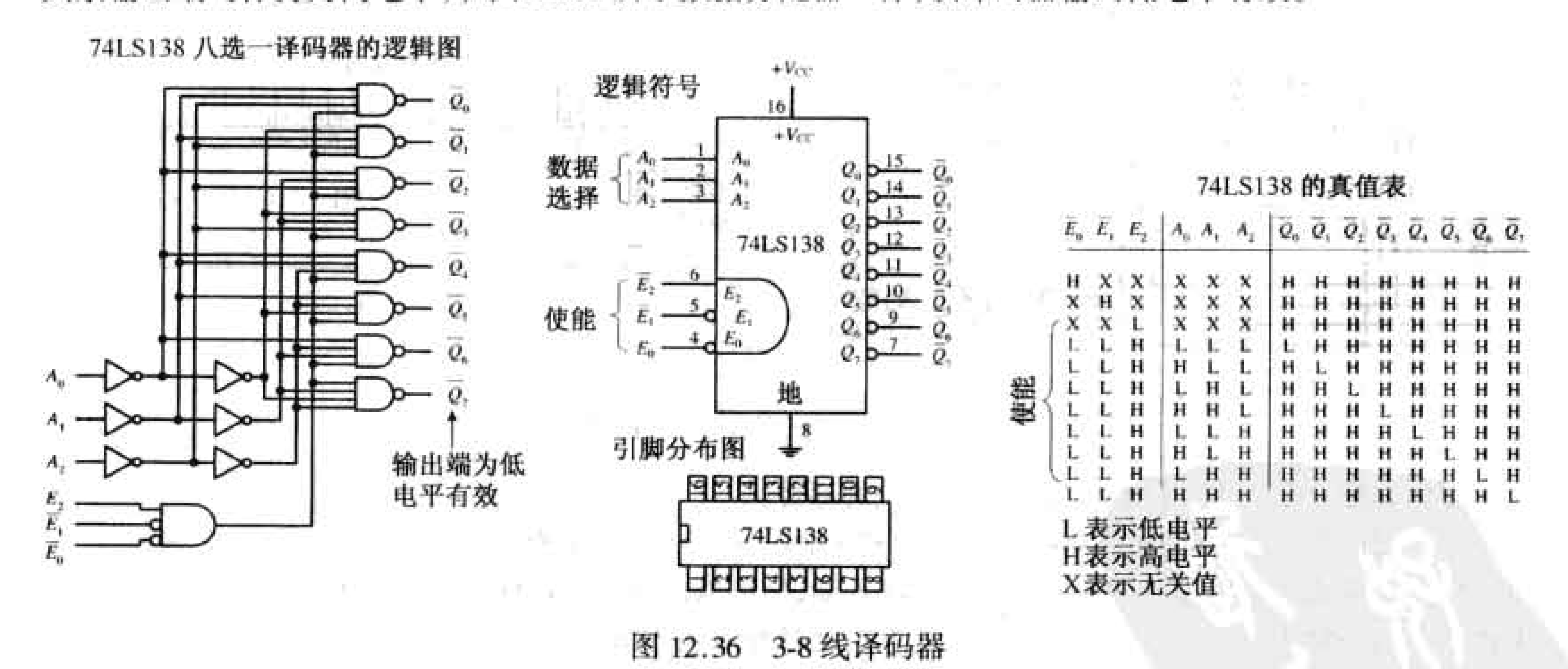


图 12.35　简单的 4 线数据分配器

译码器有点类似于数据分配器，但它不是通过数据选择输入将输入数据发送到特定输出端，而是根据数据选择输入来确定输出端中的某个(或某几个)为高电平或低电平。不同的译码器，其地址端的数目、输出端的数目和被选中输出端的有效电平也不相同，这取决于译码器的设计用途。

例如，图 12.36 中的 3-8 线译码器 74LS138，根据 3 位输入地址选择 8 个输出端中的一个为低电平——其余输出端均保持为高电平，和图 12.35 所示数据分配器一样，该译码器输出低电平有效。



74LS138 的真值表

$\overline{E}_0$	$\overline{E}_1$	E_2	A_0	A_1	A_2	$\overline{Q}_0$	$\overline{Q}_1$	$\overline{Q}_2$	$\overline{Q}_3$	$\overline{Q}_4$	$\overline{Q}_5$	$\overline{Q}_6$	$\overline{Q}_7$
H	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	L	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	H	H
L	L	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

L 表示低电平
H表示高电平
X表示无关值

图 12.36　3-8 线译码器

输出端为低电平有效，是指当一个低电平有效输入端被选择，则输出端被置为低电平，否则保持为高电平。输出高电平有效与之相反。一个低电平有效输出端通常使用一个小圈标识，但在集成电路逻辑符号中常常只用变量名标识——不包括小圈。高电平有效输出端无小圈。在集成电路中，低电平有效和高电平有效输出使用一样普遍。在 + V_{CC}和低电平有效输出端之间放一负载(例如报警灯)，当此低电平有效输出端被选中时，有电流通过负载流入输出端。在高电平有效输出端和接地之间放一负载，当高电平有效输出端被选中时，电流从高电平有效输出端流出并且经过负载。流出或流入集成电路的电流大小是受到限制的，将在 12.4 节讨论电流的限制问题，并在 12.10 节给出各种驱动模拟负载的方案。

现在继续讨论 74LS138 译码器的使能输入($\bar{E}_0$,$\bar{E}_1$,E_2)。为使 74LS138 译码,必须使低电平有效输入 $\bar{E}_0$ 和 $\bar{E}_1$、为低电平,同时使高电平有效输入 E_2 为高。当使能端输入为其余情况时,译码器不起效,即无论选择输入端为何种状态,所有低电平有效输出端均输出高电平。

其他常用的译码器有 7442 二 - 十进制译码器、74154 四 - 十六进制译码器、7447 二 - 十进制七段显示译码器等,如图 12.37 所示。和前面的译码器一样,这些器件也是输出低电平有效。当使能端被置为低电平时,7442 根据输入的 BCD 码选择十个可能输出端(0 ~ 9)中的一个。74154 根据输入的 4 位二进制码选择 16 个输出端(0 ~ 15)中的一个。

7447 与别的译码器不同,该器件在同一时间可以有不止一个输出端被设为低电平,使得它可以驱动 7 段 LED 显示器,生成不同的数码要求在同一时间驱动不止一个 LED 段。例如,在图 12.38 中,7447 输入为 5 的 BCD 码(0101),除了 $\bar{b}$ 和 $\bar{c}$,所有的输出端为低电平。这使得 LED 段 a,d,e,f 和 g 被点亮——电流经 LED 段流入 7447,如显示器内部引线和真值表所示。

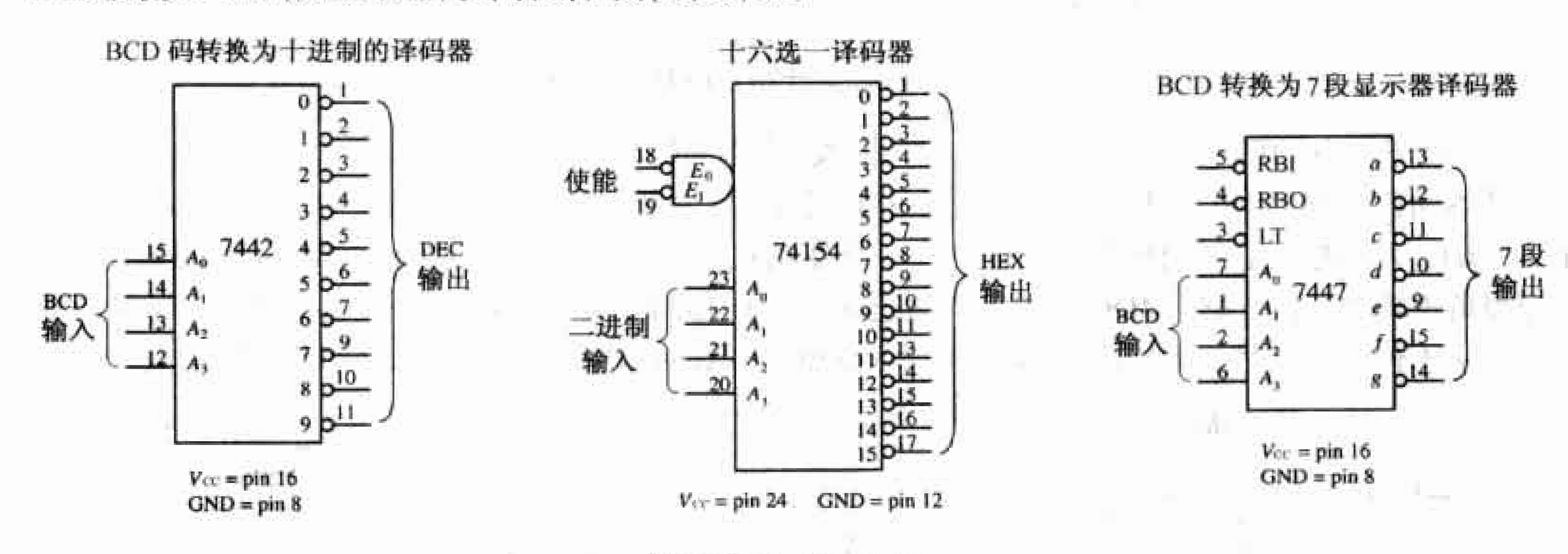
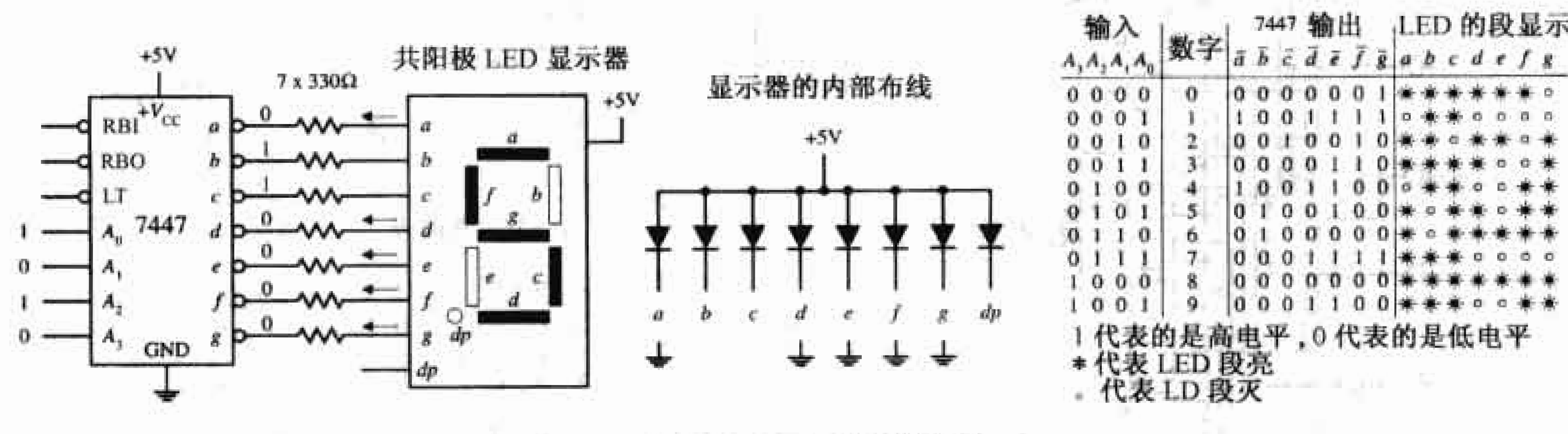


图 12.37 常用的译码器



输入 $A_3A_2A_1A_0$	数字	7447 输出 $\bar{a}\ \bar{b}\ \bar{c}\ \bar{d}\ \bar{e}\ \bar{f}\ \bar{g}$	LED 的段显示 $a\ b\ c\ d\ e\ f\ g$
0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 1	* * * * * * ∘
0 0 0 1	1	1 0 0 1 1 1 1	∘ * * ∘ ∘ ∘ ∘
0 0 1 0	2	0 0 1 0 0 1 0	* * ∘ * * ∘ *
0 0 1 1	3	0 0 0 0 1 1 0	* * * * ∘ ∘ *
0 1 0 0	4	1 0 0 1 1 0 0	∘ * * ∘ ∘ * *
0 1 0 1	5	0 1 0 0 1 0 0	* ∘ * * ∘ * *
0 1 1 0	6	0 1 0 0 0 0 0	* ∘ * * * * *
0 1 1 1	7	0 0 0 1 1 1 1	* * * ∘ ∘ ∘ ∘
1 0 0 0	8	0 0 0 0 0 0 0	* * * * * * *
1 0 0 1	9	0 0 0 1 1 0 0	* * * ∘ ∘ * *

1 代表的是高电平,0 代表的是低电平
* 代表 LED 段亮
。代表 LD 段灭

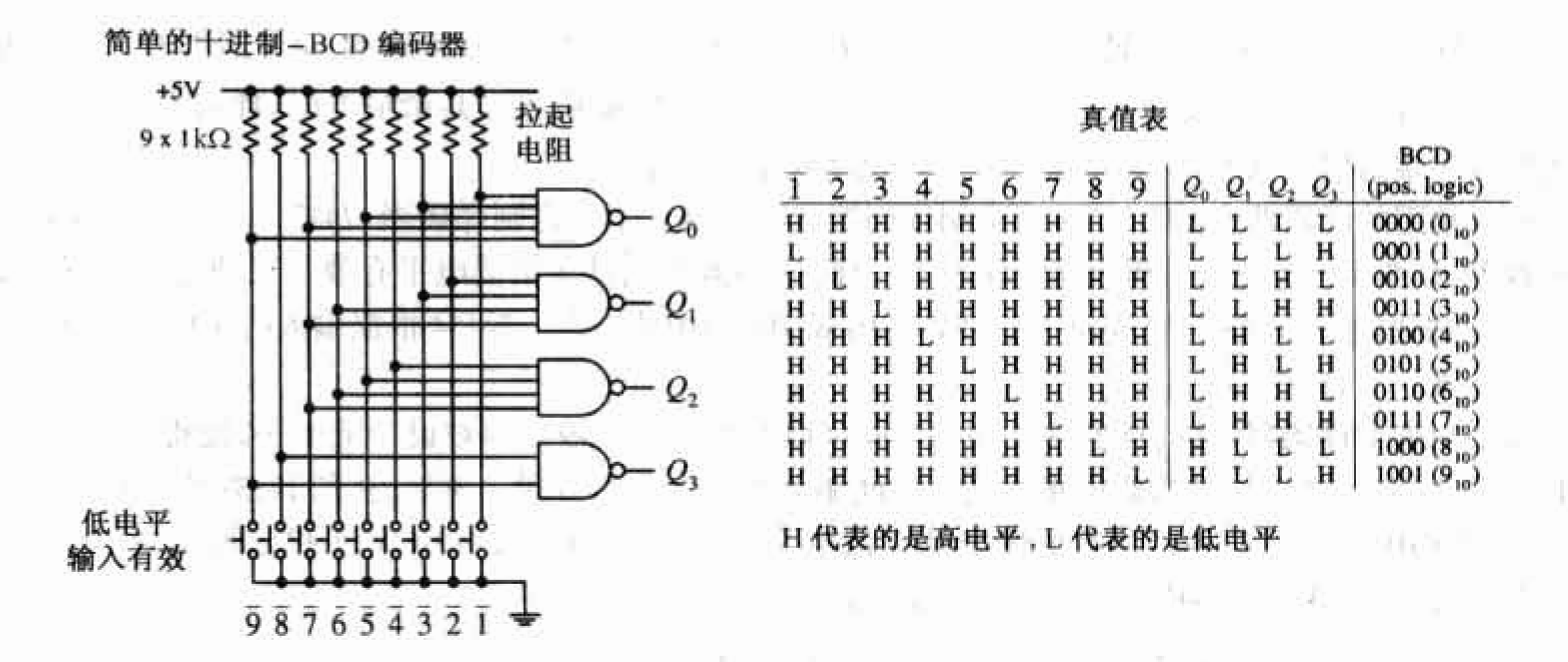
图 12.38 7447 译码器

7447 具有一个低电平有效的灯光测试输入端($\overline{LT}$),用于同时驱动所有的 LED 段以检测是否有损坏。串行灭零输入($\overline{RBI}$)与串行灭零输出用于在多级显示应用中熄灭多位十进制数首尾多余的零。例如,使用串行灭零输入和输出($\overline{RBO}$),可以将 8 位数如 0056.020 开始的两个 0 和末尾的一个 0 熄灭,显示为 56.02。将译码器 7447 的串行灭零输出连接到下一级部件的串行灭零输出可以使开始部分的零熄灭。在译码阶段,都将串行灭零输入段接地,类似的步骤用于熄灭十进制小数部分末尾的零。

12.3.3 编码器和码转换器

编码器与译码器相反,用于根据一个有效数字输入而产生编码输出。用图 12.39 所示简单的十进制 - BCD 编码器电路来图解说明。

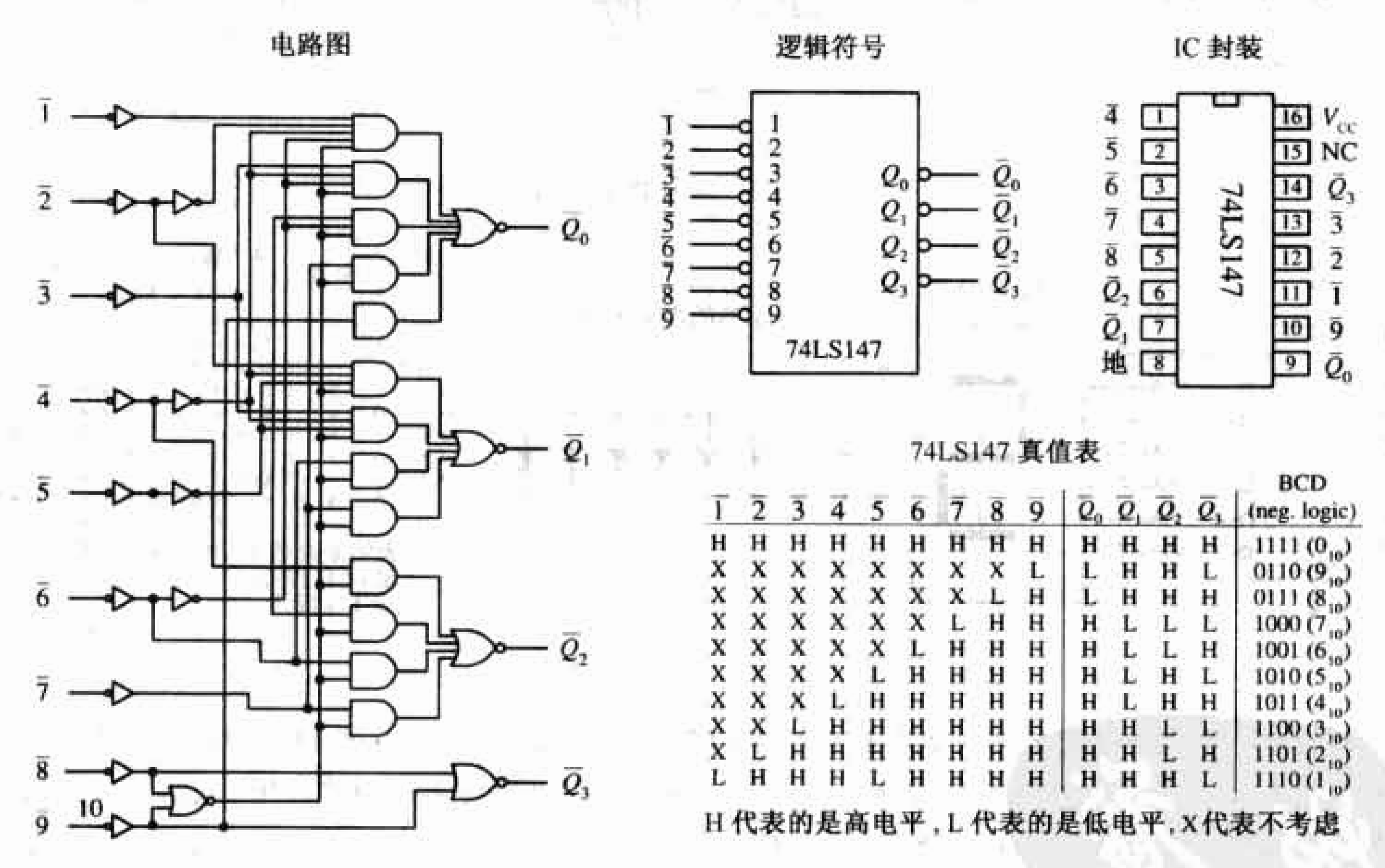
在此电路中,通常所有的连线通过连接在 + 5 V 上的上拉电阻保持为高电平。为了产生等值于所选的一位十进制数的 BCD 码输出,此十进制数对应的开关闭合(开关起低电平有效输入端的作用)。图 12.39 中的真值表可解释其过程。



$\overline{1}$	$\overline{2}$	$\overline{3}$	$\overline{4}$	$\overline{5}$	$\overline{6}$	$\overline{7}$	$\overline{8}$	$\overline{9}$	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	BCD (pos. logic)
H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	0000 (0_{10})
L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	H	0001 (1_{10})
H	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H	L	0010 (2_{10})
H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	H	0011 (3_{10})
H	H	H	L	H	H	H	H	H	L	H	L	L	0100 (4_{10})
H	H	H	H	L	H	H	H	H	L	H	L	H	0101 (5_{10})
H	H	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	L	0110 (6_{10})
H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	H	H	H	0111 (7_{10})
H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	L	L	1000 (8_{10})
H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	L	L	H	1001 (9_{10})

图 12.39　简单的十进制 - BCD 编码器

图 12.40 所示为 74LS147 十进制 - BCD(十 - 四线)优先编码器。74LS147 提供与图 12.39 中所示电路相同的基本功能,但其输出为低电平有效。当"3"被选中时,输出不是前面编码电路的 LLHH(0011),而是 HHLL(1100)。两种输出表示同样的事情("3");一个使用正逻辑表示,另一个(74LS147)使用负逻辑表示。若不习惯负逻辑约定,可以在 74LS147 的输出端连接非门以得到正逻辑约定。采用正逻辑约定还是负逻辑约定取决于被驱动电路。例如,当需要驱动输入低电平有效的部件时,可以考虑采用负逻辑约定。



$\overline{1}$	$\overline{2}$	$\overline{3}$	$\overline{4}$	$\overline{5}$	$\overline{6}$	$\overline{7}$	$\overline{8}$	$\overline{9}$	$\overline{Q}_0$	$\overline{Q}_1$	$\overline{Q}_2$	$\overline{Q}_3$	BCD (neg. logic)
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	1111 (0_{10})
X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H	H	L	0110 (9_{10})
X	X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	H	H	0111 (8_{10})
X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	L	L	L	1000 (7_{10})
X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	H	1001 (6_{10})
X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	H	L	1010 (5_{10})
X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	1011 (4_{10})
X	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	1100 (3_{10})
X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	1101 (2_{10})
L	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	L	1110 (1_{10})

图 12.40　74LS147 十进制 - BCD 优先编码器

两个编码器的另外一个重要不同之处在于被 74LS147 使用而未被图 12.39 中电路使用的术语优先。术语优先被应用到 74LS147 是因为当两个或更多输入端同时被选中,编码器只选择优先权高的数字。例如,如 3,5,8 同时被选中,只有 8(负逻辑约定 LHHH 或 0111)将被输出。没有优先权的编码器,若两个或更多输入同时被选中,输出将无法预测。

图 12.41 电路提供一个简单图解——如何将一个编码器和一个译码器连接在一起经由 0~9 键盘驱动 LED 显示。74LS147 将键区的输入编为 BCD 码(负逻辑约定),一组非门再将负逻辑约定的 BCD 码转换为正逻辑约定的 BCD 码。被转换格式的 BCD 码然后被传送到 7 段 LED 显示译码/驱动集成电路 7447。

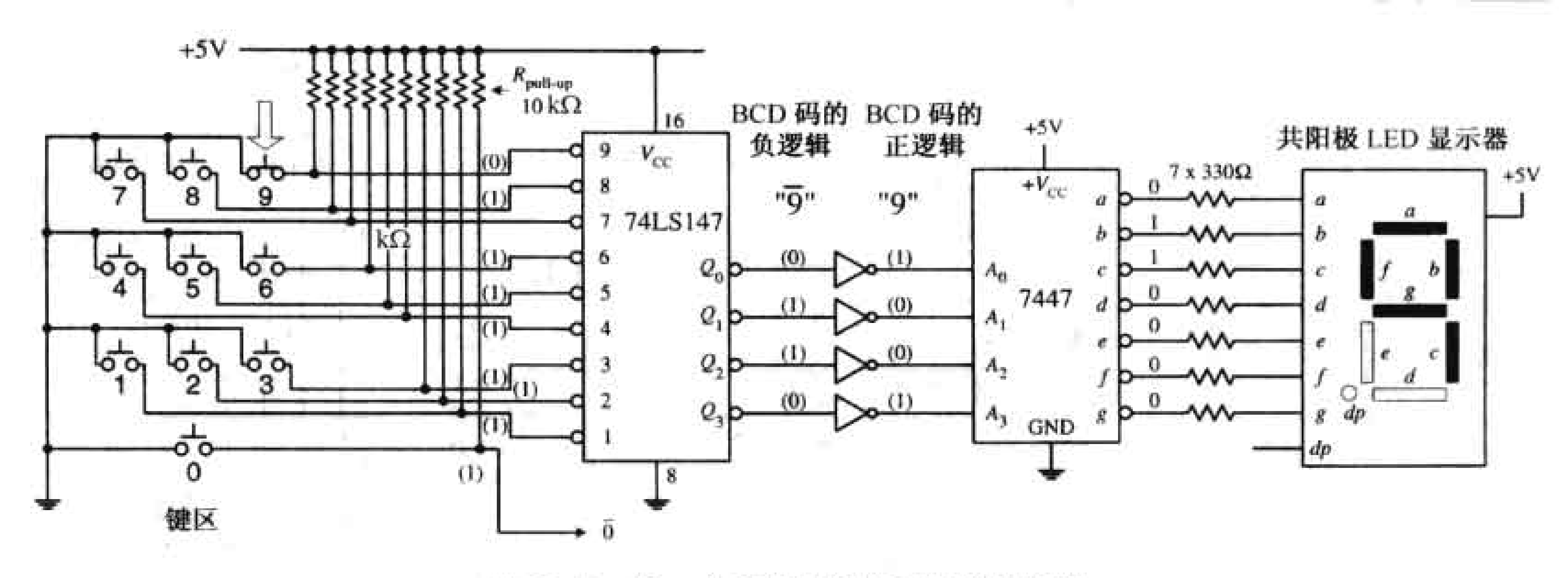
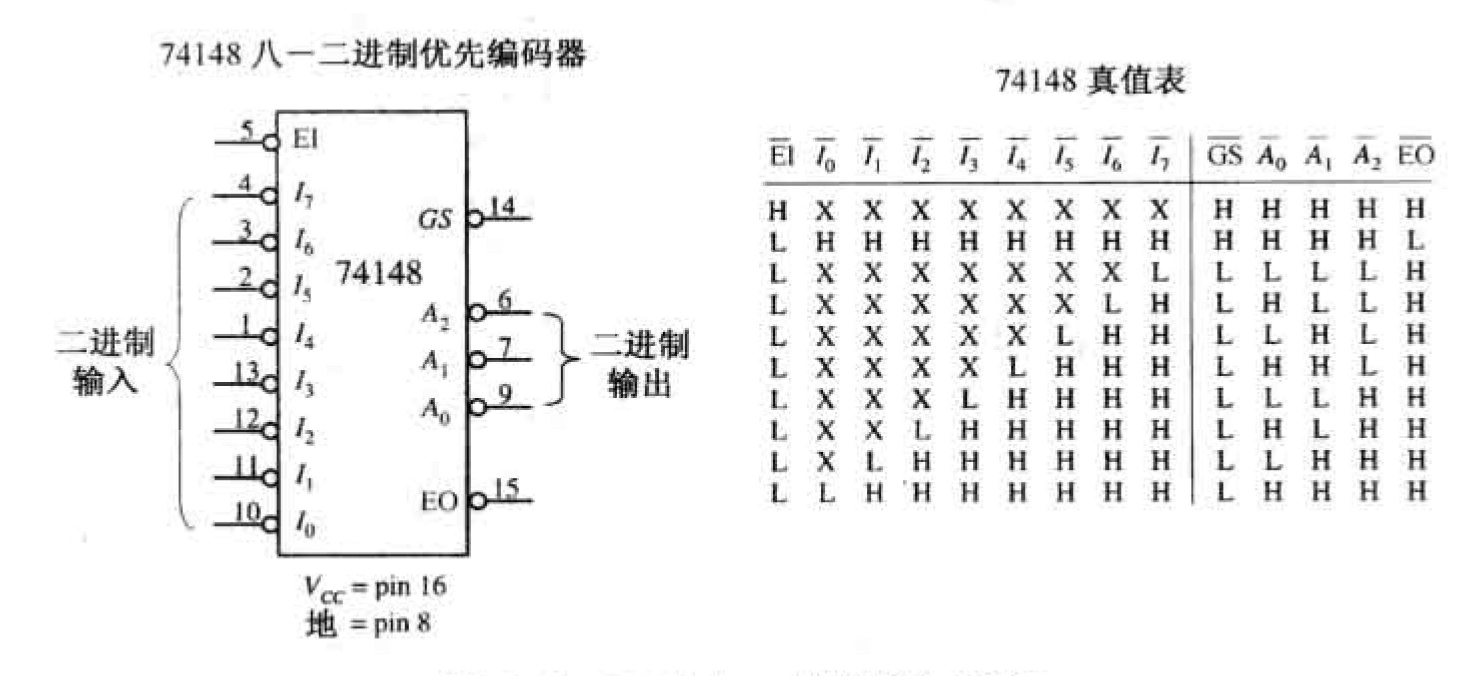


图 12.41 将一个编码器和译码连接的图解

图 12.42 所示为 74148 八 - 二进制优先编码器。它用于将一位八进制输入转换为 3 位二进制码输出。同 74LS147 一样,74148 也有优先特性,即两个或多个输入端同时被选中,只有优先权高的数字被认可。



$\overline{EI}$	$\overline{I_0}$	$\overline{I_1}$	$\overline{I_2}$	$\overline{I_3}$	$\overline{I_4}$	$\overline{I_5}$	$\overline{I_6}$	$\overline{I_7}$	$\overline{GS}$	$\overline{A_0}$	$\overline{A_1}$	$\overline{A_2}$	$\overline{EO}$
H	X	X	X	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	H
L	X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	L	L	H
L	X	X	X	X	X	L	H	H	L	L	H	L	H
L	X	X	X	X	L	H	H	H	L	H	H	L	H
L	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H
L	X	X	L	H	H	H	H	H	L	H	L	H	H
L	X	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	H	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H

图 12.42 74148 八 - 二进制优先编码器

当输入使能端($\overline{EI}$)为高电平时,则所有输出端为无效状态(高电平),允许新数据保留并在输出端提供输出错误信息。输出有效标志($\overline{GS}$)和输出使能端($\overline{EO}$)用于系统扩展。当任一个输入为低电平(有效状态)时$\overline{GS}$低电平有效。当所有输入为高电平时$\overline{EO}$输出为低电平(有效)。使能输入与使能输出一起使用可以优先编码 N 个输入信号。当使能输入为高电平时(器件无效)$\overline{EO}$和$\overline{GS}$均为高电平。

图 12.43 所示为 74184 BCD - 二进制码变换器(编码器),它具有 8 个高电平有效输出端($Y_1 \sim Y_8$)。输出 $Y_1 \sim Y_5$ 用于常规 BCD - 二进制转换,$Y_6 \sim Y_8$ 用于特定的 BCD 码称为九十补足。高电平有效的 BCD 码连接到输入端 $A \sim E$。输入端 $\bar{G}$ 是一个低电平有效使能输入端。

图 12.43 右侧为使用 74184 实现 6 位 BCD - 二进制码变换和 8 位 BCD - 二进制码变换的例子。在 6 位电路中,因为输入 BCD 码的末位始终等于输出二进制码的末位,因此直接将输入与输出连接。BCD 码的其余位直接连接到输入端 A 到 E,每一位的位权分别为 $A = 2, B = 4, C = 8, D = 10, E = 20$。因为只有两位用于表示输入 BCD 码的最高位,所以此位置最大的 BCD 数字为 3(二进制 11)。为获得完全的 8 位 BCD 码转换,将两个 74184 如图 12.43 右侧所示连接起来。

图 12.44 显示一 74185 二进制 - BCD 码转换器(编码器),它与 74184 起相反作用。图示为 6 位和 8 位二进制 - BCD 码转换方法。

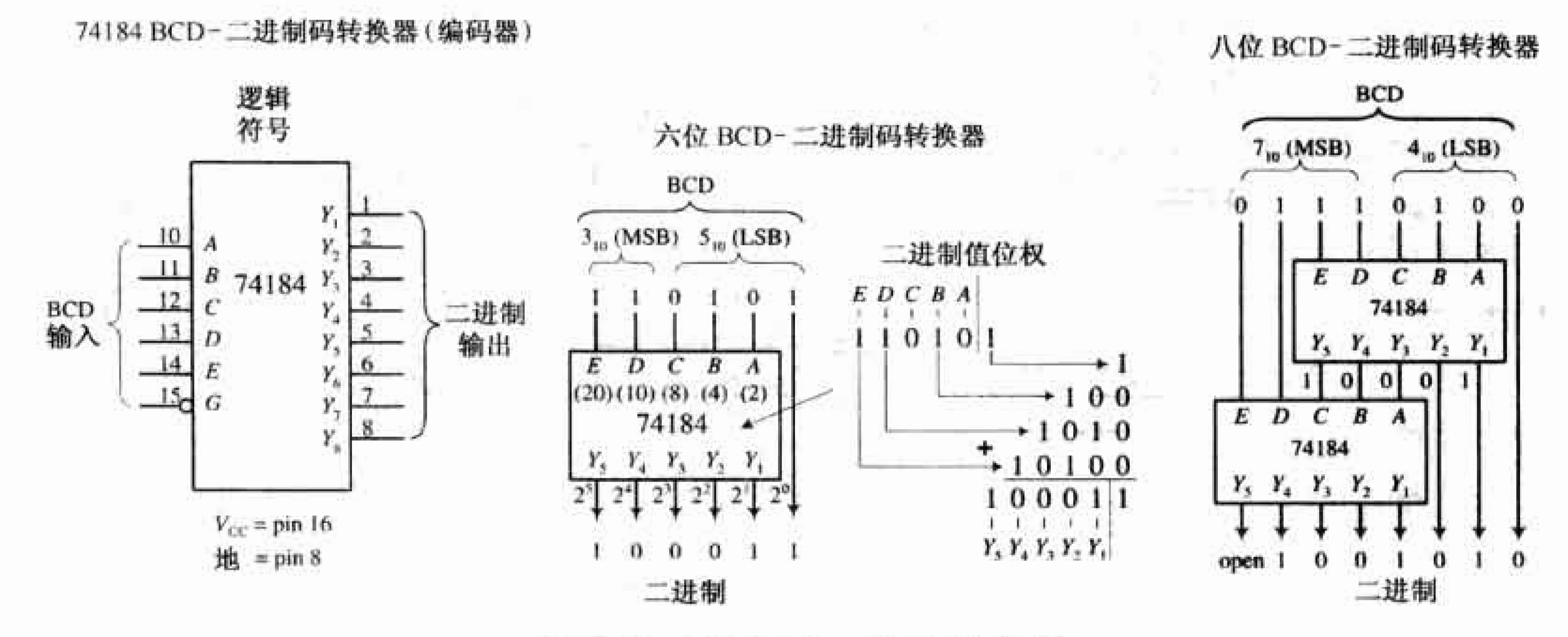


图 12.43 74184 BCD-二进制编码器

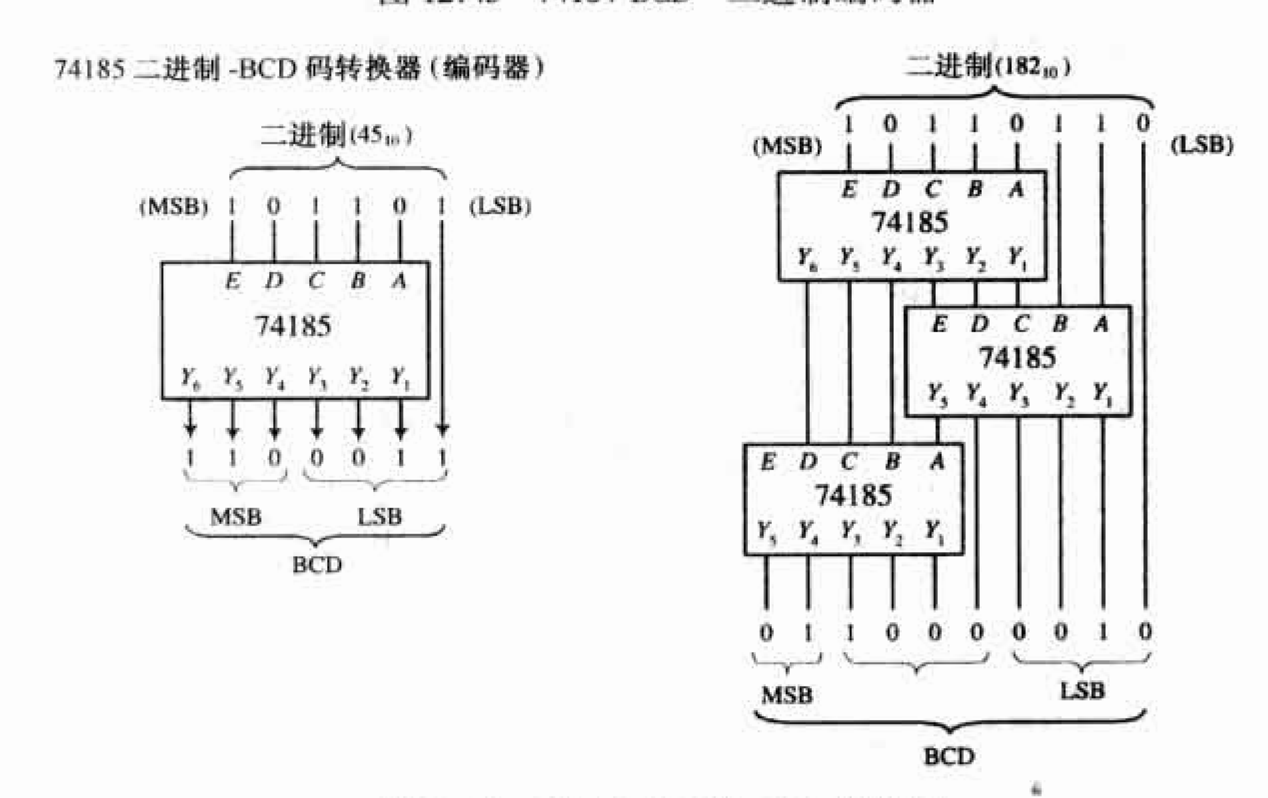


图 12.44 74185 二进制-BCD 编码器

12.3.4 二进制加法器

用少量逻辑门可以构成一个二进制加法电路。二进制加法与十进制加法的方式基本相同。当一个两位数的第一位被加时,若和超过 2 则向上一位进一(例如 1 + 1 = 10,或 = 0 进 1)。对于更多位数的数,将多次进位。在说明如何使用逻辑门实现基本加法前,先考虑下面的半加电路。所示的两个半加器是等效的;一个使用 XOR/AND 逻辑,另一个使用 NOR/AND 逻辑。半加器将两个一位数相加得到一个两位数;末位用 Σ_0 表示,首位或进位位用 C_{out} 表示。

半加器可执行的最复杂运算是 1 + 1。要实现一个两位数加法,必须连接一个全加电路(如图 12.45 所示)到半加器的输出端。全加器有 3 个输入端;两个用于输入两个二进制数(A_1, B_1)的第二位,第三个从半加器(两个数字的第一位 A_0, B_0 的相加电路)接收进位。全加器的两个输出端提供和的第二位 Σ_1 和另一个进位数字——用做最终和的第三位。依次类推,可以通过增加更多的全加器到半加器/全加器组合电路实现更大数的加法,连接第一个全加器的进位输出到下一个全加器的进位输入,等等。为说明这一点,图 12.45 显示一个 4 位加法电路。

有许多可用到的 4 位全加器,例如 74LS283 和 4008。这些器件可以将两个 4 位二进制数相加,并且提供一个进位输入位和一个进位输出位,也可以将它们连接起来形成 8 位、12 位、16 位等全加器。例如,图 12.46 所示为由两个 74LS283 4 位全加器形成的一个 8 位全加器。

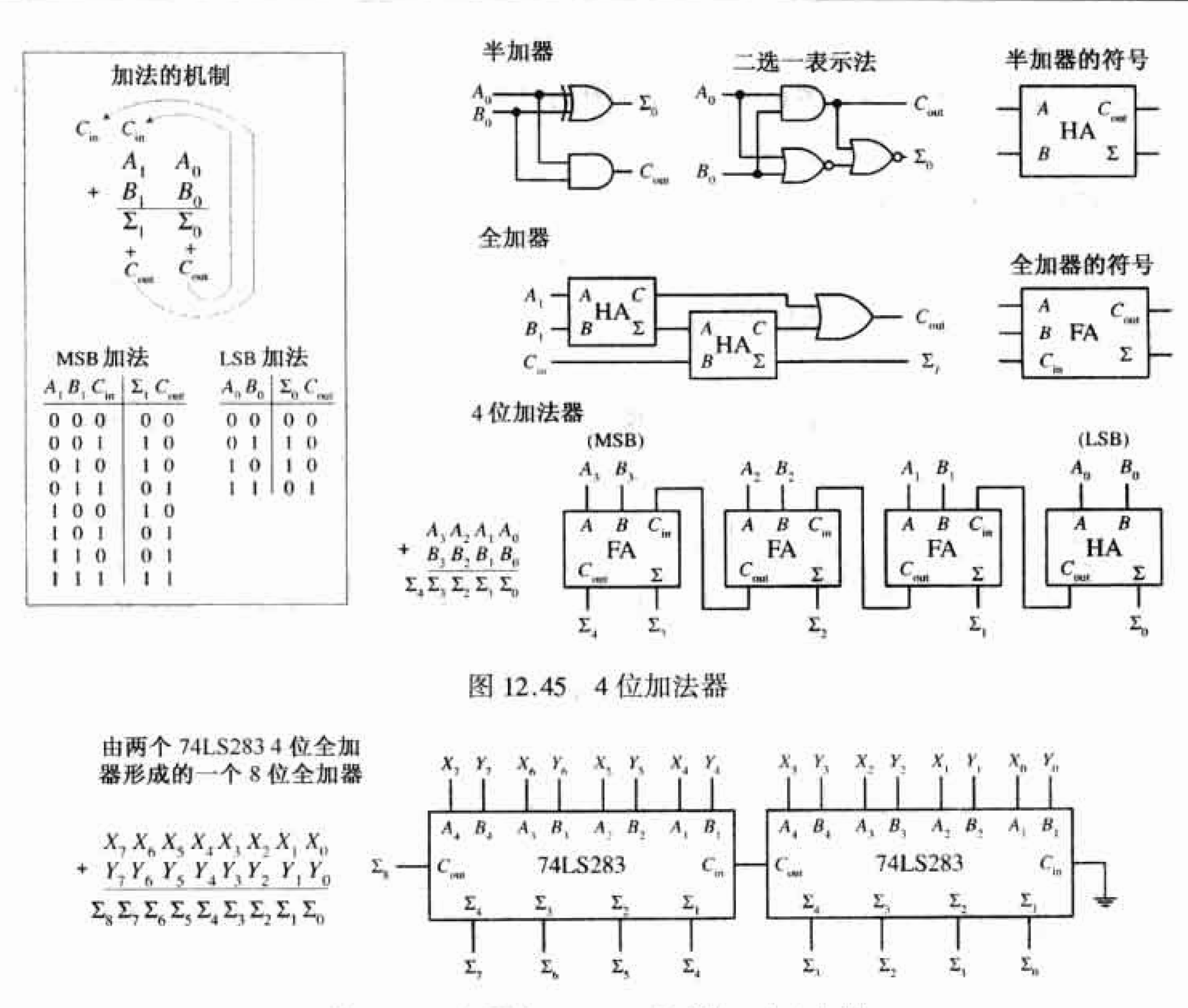


图 12.45 4 位加法器

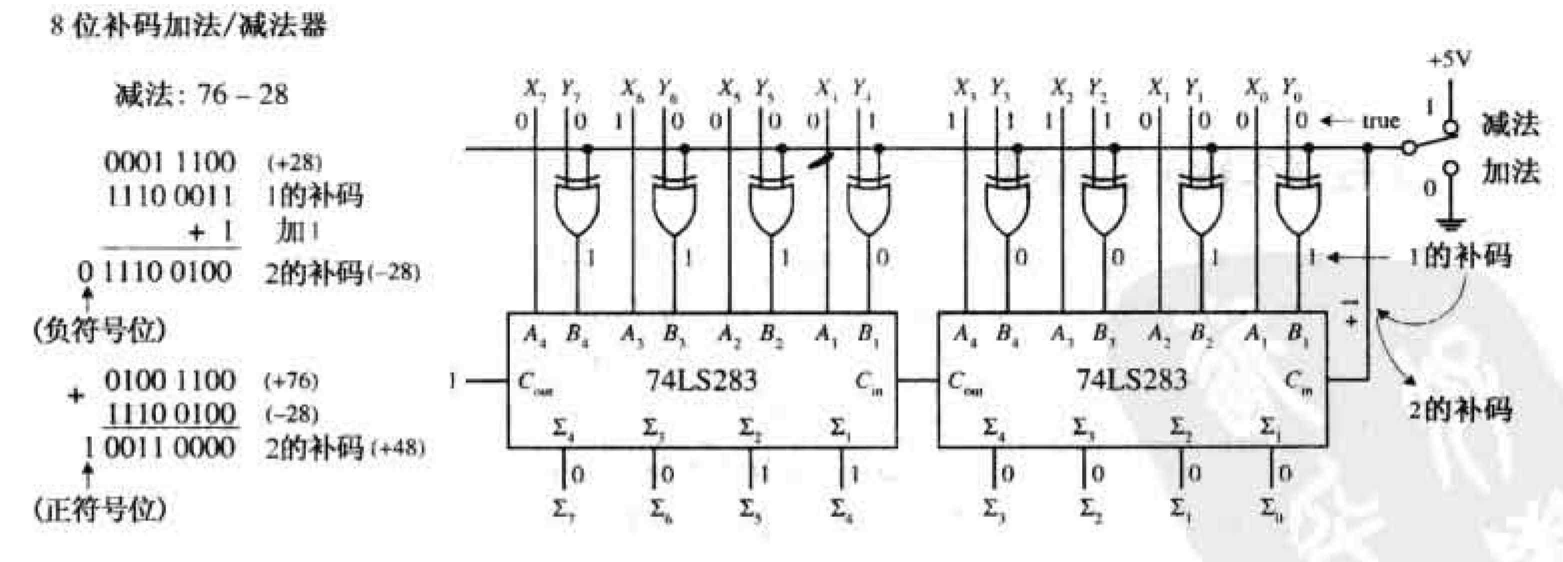


图 12.46 由两个 74LS283 组成的 8 位全加器

12.3.5 二进制加法/减法器

图 12.47 说明两个 74LS283 4 位全加器如何同一组异或门连接在一起形成 8 位补码加法/减法器。第一个数字 X 输入到 $X_0 \sim X_7$，第二个数字 Y 输入到 $Y_0 \sim Y_7$。

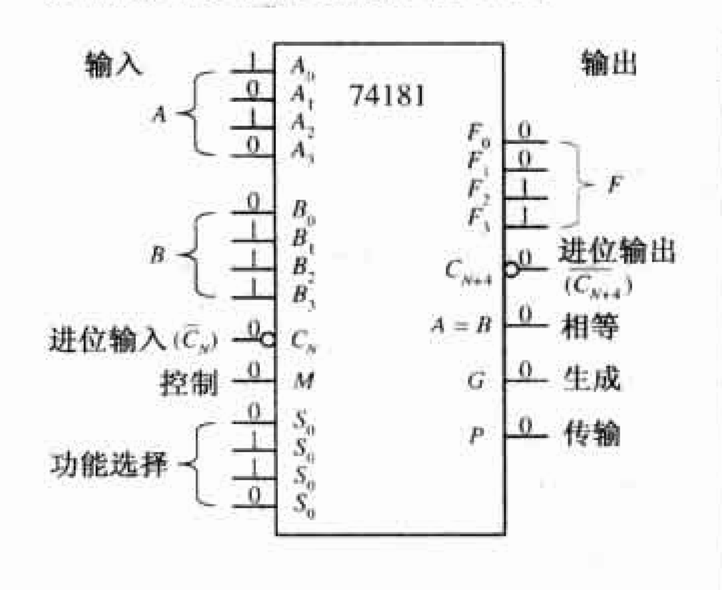
图 12.47 由两个 74LS283 组成的 4 位全加器同一组异或门连接在一起形成 8 位补码加法/减法器

要将 X 和 Y 相加，加/减开关应置于加法位置。使得所有 XOR 的一个输入端为低电平。这使得 XOR 逻辑门看来似乎透明，Y 值传输到 74LS283 的 B 输入端（X 值传输到 A 输入端）。然后 8 位全加器将这些数字相加，再将结果呈现在 Σ 输出端。从 X 中减去 Y，首先将 Y 转换为反码形式，再加 1 使得 Y 为补码形式。然后将 X 和 Y 的补码形式相加得到 $X-Y$。当加/减开关置于减法位置时，每个 XOR 的一个输入端被设为高电平。这使得连接在 XOR 输入端的 Y 在输出端转换为取反格式——获得 Y 的补码。Y 的补码然后被

传输到 8 位全加器的输入端。与此同时,74LS283 的 C_{in} 输入端通过线路设为高电平(参见图 12.47),1 被加到反码上以形成补码。8 位全加器在将 X 与 Y 的补码相加。最终结果呈现在 $\sum$ 输出端。在图中,76 减去 28。

12.3.6 算术/逻辑单元

算术/逻辑单元(ALU)是能执行多种算术与逻辑运算的多用途集成电路。通过提供二进制代码给集成电路的模式选择输入端,以选择被执行的特定操作。图 12.48 所示的 74181 是一个可以进行 16 种算术运算和 16 种逻辑运算的 4 位 ALU。



模式选择				逻辑函数	算法运算
S_3	S_2	S_1	S_0	$(M=1)$	$(M=0, \overline{C}_n=1)$
0	0	0	0	$F=\overline{A}$	$F=A$
0	0	0	1	$F=\overline{A+B}$	$F=A+B$
0	0	1	0	$F=\overline{A}B$	$F=A+\overline{B}$
0	0	1	1	$F=0$	$F=-1$(2的补码)
0	1	0	0	$F=\overline{AB}$	$F=A+A\overline{B}$
0	1	0	1	$F=\overline{B}$	$F=(A+B)+A\overline{B}$
0	1	1	0	$F=A\oplus B$	$F=A-B-1$
0	1	1	1	$F=A\overline{B}$	$F=A\overline{B}-1$
1	0	0	0	$F=\overline{A}+B$	$F=A+AB$
1	0	0	1	$F=\overline{A\oplus B}$	$F=A+B$
1	0	1	0	$F=B$	$F=(A+\overline{B})+AB$
1	0	1	1	$F=AB$	$F=AB-1$
1	1	0	0	$F=1$	$F=A+A$
1	1	0	1	$F=A+B$	$F=(A+B)+A$
1	1	1	0	$F=A+B$	$F=(A+\overline{B})+A$
1	1	1	1	$F=A$	$F=A-1$

图 12.48　4 位 ALU

选择算术运算,74181 模式控制输入端(M)应设为低电平。选择逻辑运算,模式控制输入端应设为高电平。确定了执行逻辑运算还是算术运算后,利用 4 位二进制码到模式选择输入端(S_0, S_1, S_2, S_3)指定应被执行的特定运算,如真值表所示。例如,当 $M=1$ 时,若选择 $S_3=1, S_2=1, S_1=1, S_0=0$,则将得到 $F_0=A_0+B_0, F_1=A_1+B_1, F_2=A_2+B_2, F_3=A_3+B_3$。在真值表中,+ 不代表加法;而用于表示或运算——加法用 plus 表示。进位输入端($\overline{C}_N$)和进位输出端(C_{N+4})用于算术运算。该器件产生的所有算术运算结果为补码形式。

12.3.7 比较器和数值比较器

一个比较器是一个接收两个二进制数字并且检测其是否相等的电路。例如,图 12.49 所示 1 位比较器和 4 位比较器。仅当两个 1 位数 A 和 B 相等时,1 位比较器输出高电平"1"。若 A 不等于 B,输出为低电平"0"。4 位比较器是将 4 个 1 位比较器组合为 1 个。当每组数的所有数字均相等时,所有的 XOR 输出高电平,再转接到 AND 逻辑门,使其输出为高电平。若两组数任意的两个相应数字不相等,输出为低电平。

如果想知道哪一个数(A 或 B)大。图 12.49 所示电路不能完成此项任务。需要采用的是数值比较器,例如图 12.50 所示 74HC85,此器件不仅可以显示两组数是否相等,也可以显示哪组数更大。例如,若输入 $1001(9_{10})$ 到 $A_3A_2A_1A_0$ 输入端,输入第二个数 $1100(12_{10})$ 到 $B_3B_2B_1B_0$ 输入端,$A<B$ 输出端将变为高电平(其余两个输出端,$A=B$ 和 $A>B$ 仍将保持为低电平)。若 A 和 B 相等,$A=B$ 输出端将变为高电平。如果想比较两个更大的数,也就是说,两个 8 位数,只需将两个 74HC85 层叠起来,如图 12.50 右侧所示。左侧 74HC85 比较低位数字,右侧 74HC85 比较高位数字。要将两个器件连接在一起,需将低位器件的输出端连接到高位器件的扩展输入端,如图 12.50 所示。低位部件的扩展输入端始终设定为低($I_A<B$),高($I_A=B$),低($I_A>B$)。

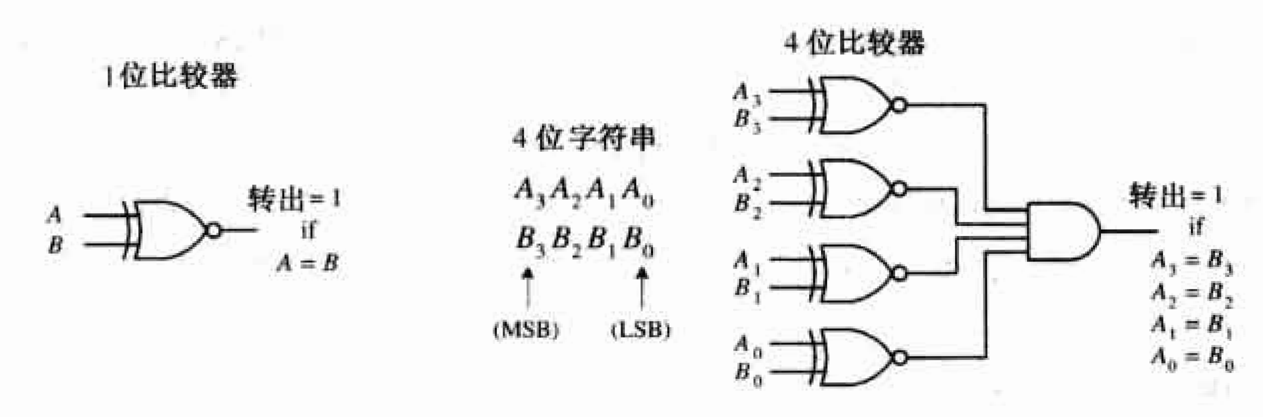


图 12.49 1位比较器和4位比较器

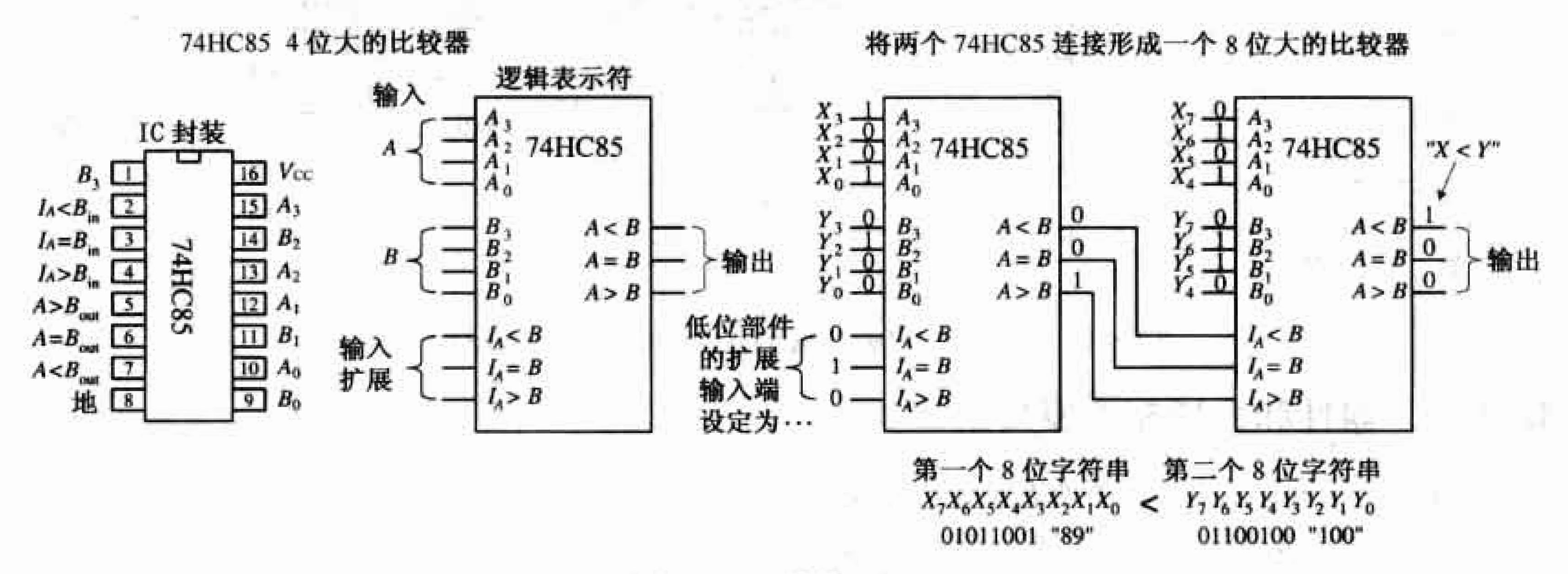


图 12.50 数值比较器

12.3.8 奇偶生成器/校验器

当二进制信息沿导体从一个部件传输到另一个部件时，外界噪声经常会破坏信息（使某位从一种逻辑状态变到另一种逻辑状态）。例如，在图 12.51 所示 4 位系统中，BCD 4(0100)在到达目的地之前受到噪声影响变为 5(0101)。在应用中，这种类型的错误可能导致一些严重的问题。

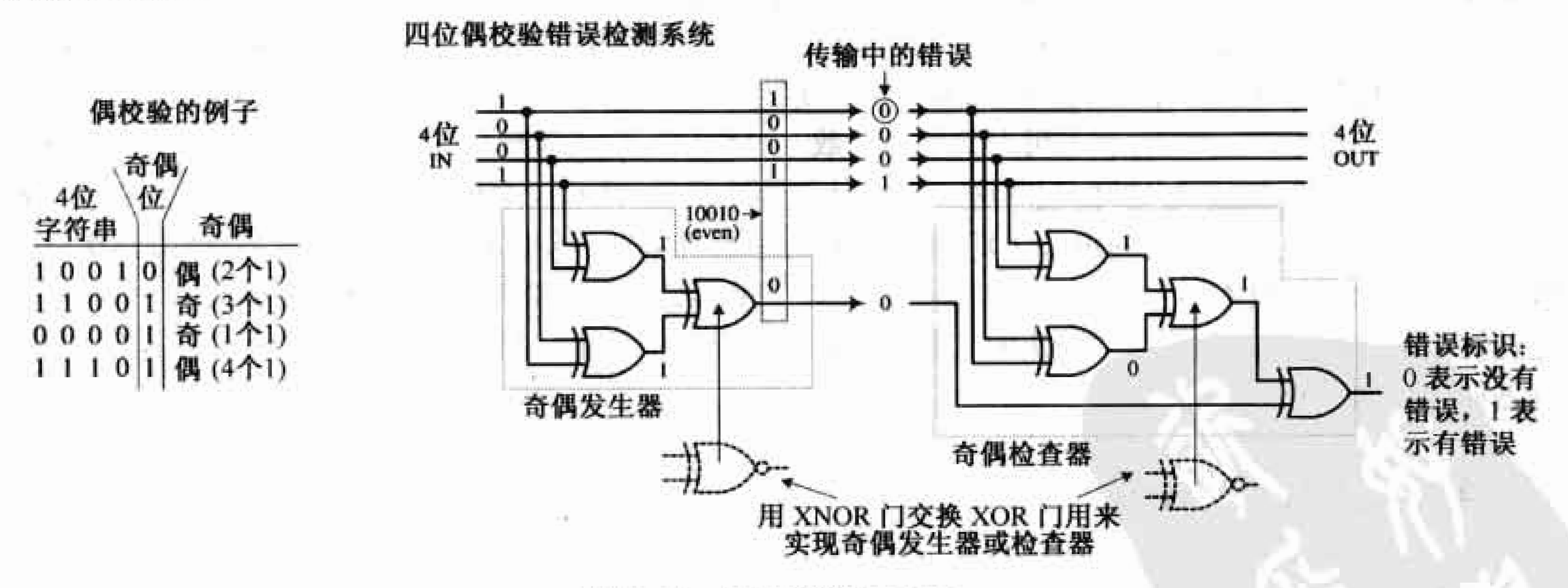


图 12.51 偶校验错误系统

奇偶生成器/校验器，如图 12.51 所示，用于避免数据可能被破坏产生的错误。它的基本思想是在传输的数字信息中增加额外一位，称为奇偶位。若奇偶位使得所有被传输位（包括奇偶位）的和为奇数，则传输信息是奇校验的。若奇偶位使得所有被传输位的和为偶数，则传输信息是偶校验的。奇偶生成器电路产生奇偶位，在接收端奇偶校验器决定被发送信息是否是正确的校验类型。奇偶校验类型（奇或偶）是预先约定的，所以奇偶校验器知道如何检测。奇偶位一般置于最高位或最低位的下一位，用于使接收终端的部件知道分辨数据位与奇偶位。图 12.51 所示为一偶校验错误检测系统。

奇偶生成器和校验器有专用的奇偶生成/校验 IC,如图 12.52 所示为由 74F280 组成的 9 位奇偶生成器/校验器。要组建一个完整的错误检测系统需要使用两个 74F280,一个作为奇偶生成器,另一个作为奇偶校验器。生成器的输入端 A 到 H 连接到电路传输部分的 8 条数据线上。当器件用做生成器时第 9 输入端(I)接地。若想生成奇校验生成器,选择 Σ_{odd} 输出端;对于偶校验,选择 Σ_{even}。74F280 校验器在接收端分接主线,也连接校验位到输入端 I。图 12.52 所示为用于 8 位系统的奇校验错误检测系统。若有错误发生,Σ_{odd} 输出高电平 "1"。

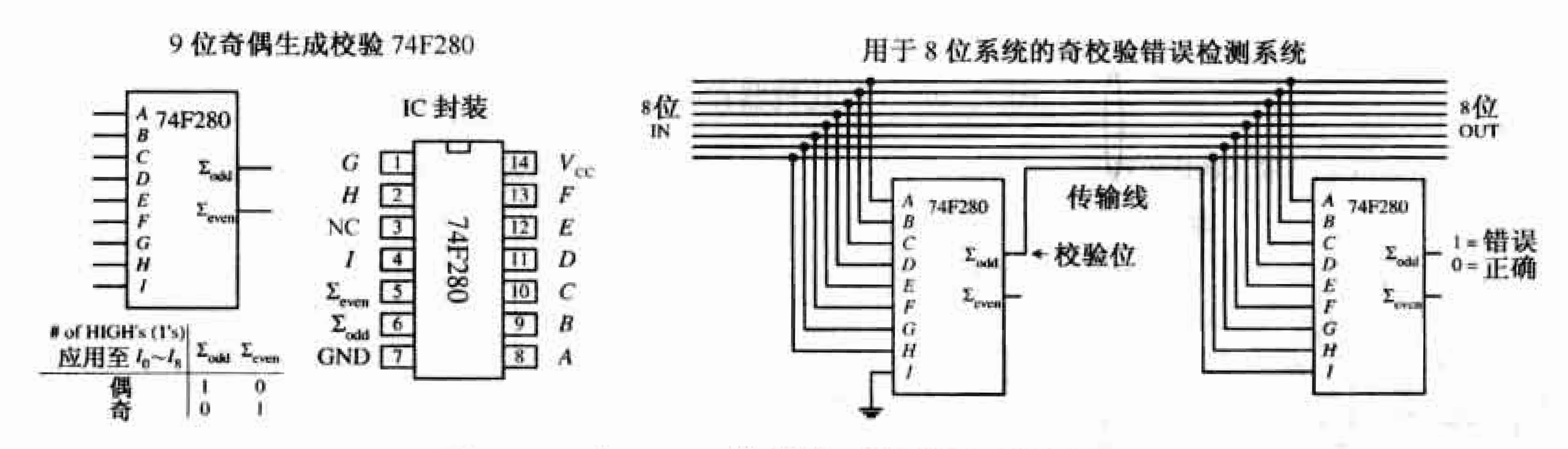


图 12.52 由 74F280 组成的 9 位奇偶生成/检验器

12.3.9 器件和微控制器发展的趋势

现在已经学习了本书和电子列表中的大部分组合器件。这些器件中的许多仍在使用。但是,一些器件,例如二进制全加器和码转换器变得很少使用了。

今天,发展趋势是使用软件控制部件,例如微处理器和微控制器执行算术运算和代码转换。在试图设计一个逻辑电路之前,建议先参阅 12.12 节。在此节中,介绍了微控制器,这些器件本质上与微处理器相同,但是更易于编程和易于同其他的电路和器件对接,功能更强大,使用更方便灵活。

微控制器可以用来收集数据、存储数据和对输入数据进行逻辑操作。它们产生的输出信号可以用于控制显示、音频器件、步进电机、伺服系统等。微控制器设计用来执行的特定功能取决于存储在内部 ROM 存储器中的程序。对微控制器进行编程一般是采用生产商提供的程序块。程序块通常由连接于 PC 的原型平台组成,PC 通过串行或并行端口连接且运行主程序。在主程序中,只需要通过高级语言,例如 C 或其他用于特定微控制器的专门语言写出程序,然后再将程序转换为机器语言(1 和 0)并写入微控制器的内存中。

在许多应用中,一个微控制器可以代替由无数个分立元件组成的整个逻辑电路。由于这个原因,可以跳过本章的其余小节直接到微控制器这一节。但是若这样做,则有三个问题。首先,如果是一个初学者,将会错过许多关于数字控制的重要法则,通过学习分立元件如何工作,这些法则非常容易理解;其次,许多数字电路的构建可以不需要使用微控制器;最后,电子元器件目录中陈列了各种可能的器件——其中一些已经被淘汰,知道并避免使用被淘汰的元器件也是学习过程中的重要部分(附录 E 提供了许多实际中微控制器使用的例子)。

12.4 逻辑器件系列

在学习时序逻辑电路之前,首先了解一下实际中可能用到的不同逻辑器件及其操作特性,包括独特的集电极开路输出的逻辑门和具有施密特触发输入的逻辑门。

集成逻辑器件,无论是逻辑门,多路复用器还是微处理器,其最基本的元件都是三极管。集成电路中使用的三极管种类(扩展为很多种),决定了逻辑器件的类型。在 IC 中最常使用的两种三极管是双极型三极管和单极型的 MOSFET 三极管(参见图 12.53)。一般而言,与相应的由双极型三极管构成的 IC 相比,单极型 MOSFET 三极管构成的 IC 由于结构简单占用较少的空间,且抗干扰性高,功耗低。但是,MOSFET 三极管的高输入阻抗和高输入电容(由其隔离门导致)造成三极管开关持续时间长于双极型逻辑门,因此其构成的逻辑器件速度较慢。经过数十年的发展,这两种技术之间的性能差距现在已经变得相当小了。

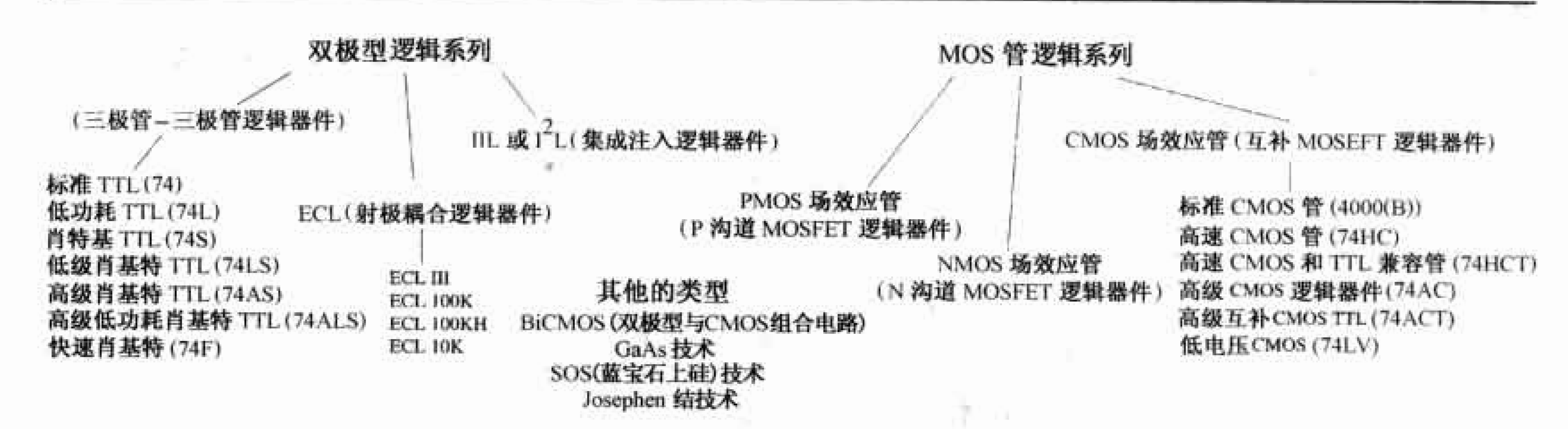


图 12.53　双极型逻辑和 MOSFET 逻辑器件

无论是双极型还是单极型 MOSFET 逻辑器件都可以划分为许多子类。双极型系列的主要子类包括 TTL(三极管-三极管逻辑器件),ECL(射极耦合逻辑器件),IIL 或 I^2L(集成注入逻辑器件)。MOSFET 的主要子类包括 PMOS(P 沟道 MOSFET 逻辑器件),NMOS(N 沟道 MOSFET 逻辑器件),CMOS(互补 MOSFET 逻辑器件)。CMOS 使用 PMOS 和 NMOS 两种技术(P 沟道 MOSFET 和 N 沟道 MOSFET 均被使用)。在大规模集成电路中(例如微处理器和存储器),最经常使用的两种技术是 TTL 和 CMOS。一直以来,不断有生产更快更高能效比器件的新技术出现。包括 BiCMOS,GaAs,SOS,Josephen 结技术等。

前面已经介绍过,TTL 和 CMOS 器件按功能分类为 7400 系列[74F,74LS,74HC(CMOS)等]和 4000 CMOS 系列(或改进型 4000B 系列)。后面还将会介绍另一个系列——5400 系列,这个系列本质上与 7400 系列相同,但是由于其设计用于军事用途,需要更宽的工作电压范围和工作温度范围,因此价格较高。例如,7400IC 典型的工作电压范围为 4.75~5.25 V,工作温度范围为 0~70℃,而 5400 IC 典型的工作电压范围为 4.5~5.5 V,工作温度范围为 -55℃~125℃。

12.4.1　TTL IC 系列

最初的 TTL 系列,被称为标准 TTL 系列(74xx),发展于 20 世纪 60 年代早期。这个系列尽管其所有性能都差于 TTL 器件的新系列,但现在仍然被使用,例如 74LSxx,74ALSxx 和 74Fxx。下面,简单介绍一下 TTL 7400 NAND 逻辑门的内部电路及其工作原理。

TTL 与非门可分为三个基本部分:多发射极输入、控制部分和推挽输出。在多发射极输入部分,多发射极双极型三极管 Q_1 作用类似于两输入与门,二极管 D_1 和 D_2 作为负极箝位二极管保护输入端免受瞬时负电压的损坏。Q_2 对推挽输出级提供控制和电流驱动;当输出端为高电平"1",Q_4 截止(开路)且 Q_3 导通(短路)。当输出端为低电平"0",Q_4 导通且 Q_3 截止,始终有一个三极管处于截止状态。图 12.54 分别显示了当输出端为高低电平时,电路中电流及各部分电压的状况。实际的输出电压不是0 V 或 +5 V——内部电压在通过电阻、三极管和二极管时有相应的压降,输出端为高电平时电压约为 3.4 V,低电平时约为 0.3 V。假如要构成一个 8 输入与非门,多发射极三极管应有 8 个发射极而不是图中的两个。

早期对标准 TTL 系列的一个简单修改是减少所有内部电阻的阻值以减少三极管的开关时间,提高器件的速度(减少传输延时)。对最初的 TTL 系列改进的这种器件被称为 74H 系列。虽然 74H 系列的速度高于 74 系列(大约为其两倍),但是其功耗不止两倍。后来,出现了 74L 系列,与 74H 系列不同,74L 系列增加了 74 系列的电阻值,网络效应导致功耗的减少但增加了传输延时。

随着 74Sxx 系列(肖特基系列)的发展,TTL 系列在速度方面出现了重要改进。关键修改包括在三极管基极与集电极的连接点使用肖特基二极管。肖特基二极管可以消除由传输电荷到三极管的集电极而累计在基极的电荷所引起的电容效应。由于固有的低累计电荷特性,肖特基二极管是最佳选择,其速度增加为 5 倍而功耗只增加了两倍。

通过使用不同的集成技术和增加内在电阻的阻值,更多低功耗-高速度的系列出现,如低功耗肖特基 74LS 系列,功耗大约为 74S 系列的三分之一。在 74LS 系列之后,改进型低功耗肖特基系列 74ALS 系列出现了,其具有更好的性能。这个时期发展的另外一个系列是 74F 系列,即快速逻辑,其使用的一种被称为氧化绝缘的新集成技术(在 ALS 系列中也被使用)可以减少传输延时和减小尺寸。

目前,在电子元器件目录中可以找到许多旧系列。选择哪个系列最终取决于所需的性能参数。

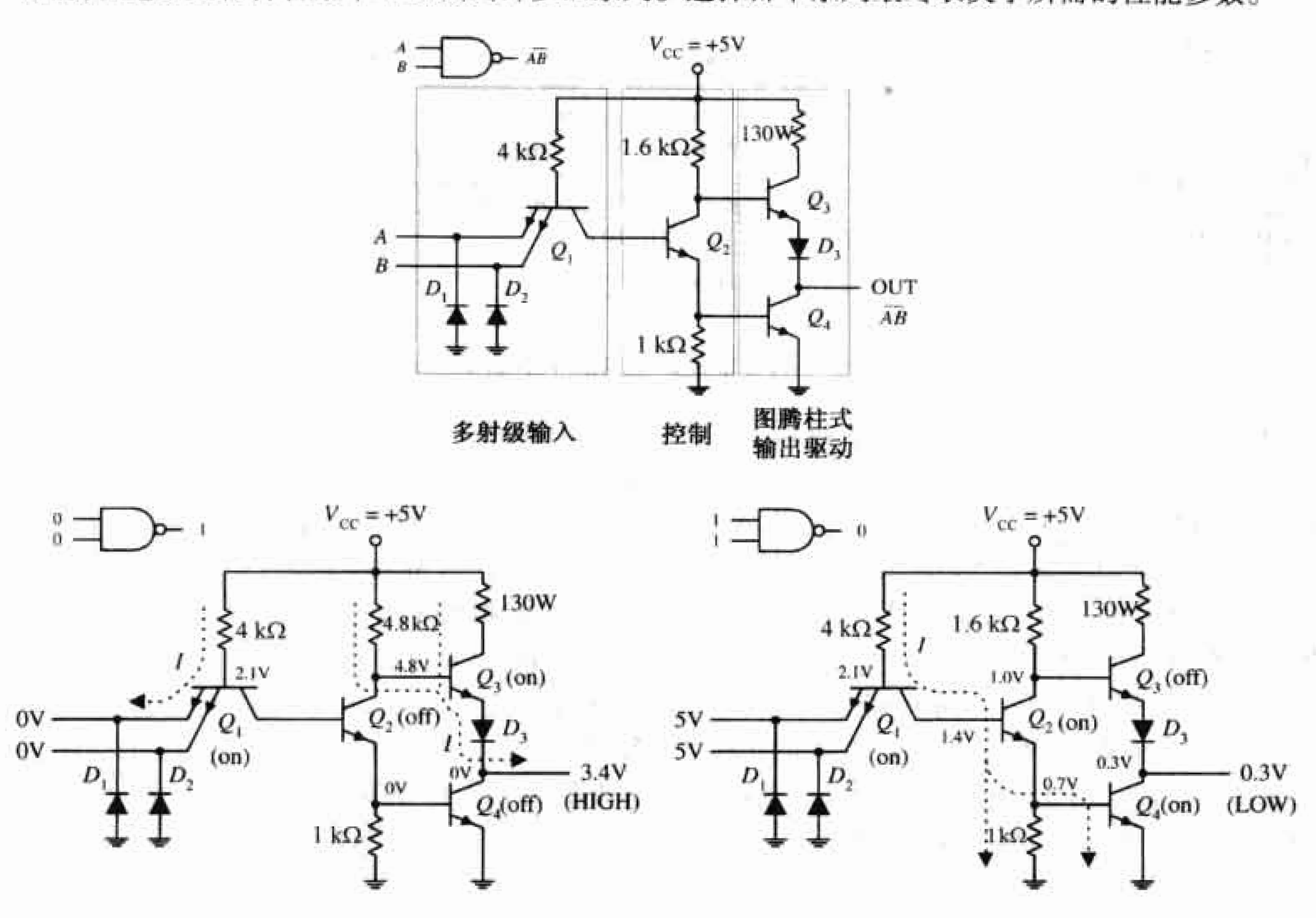


图 12.54　TTL IC 系列

12.4.2　CMOS IC 系列

当 TTL 系列演化为各种类型时,CMOS 系列也随之发展。最初的 CMOS 4000 系列(或改进后的 4000B 系列)用于提供比 TTL 系列器件更小的功耗,这是因为 MOSFET 三极管具有的高输入阻抗特性。4000B 系列具有更大的输入电压范围(3 ~ 18 V),最小逻辑高电压 = 2/3 V_{DD},最大逻辑低电压 = 1/3 V_{DD}。虽然 4000B 系列的能效比 TTL 系列高,但其速度明显较慢,且更易受到静电荷放电的影响。图 12.55 所示为 CMOS 与非门、与门和或非门的内部电路。要推算出逻辑门如何运行,可以将高电平(逻辑 1)或低电平(逻辑 0)接到输入端,然后观测三极管的截止与导通。

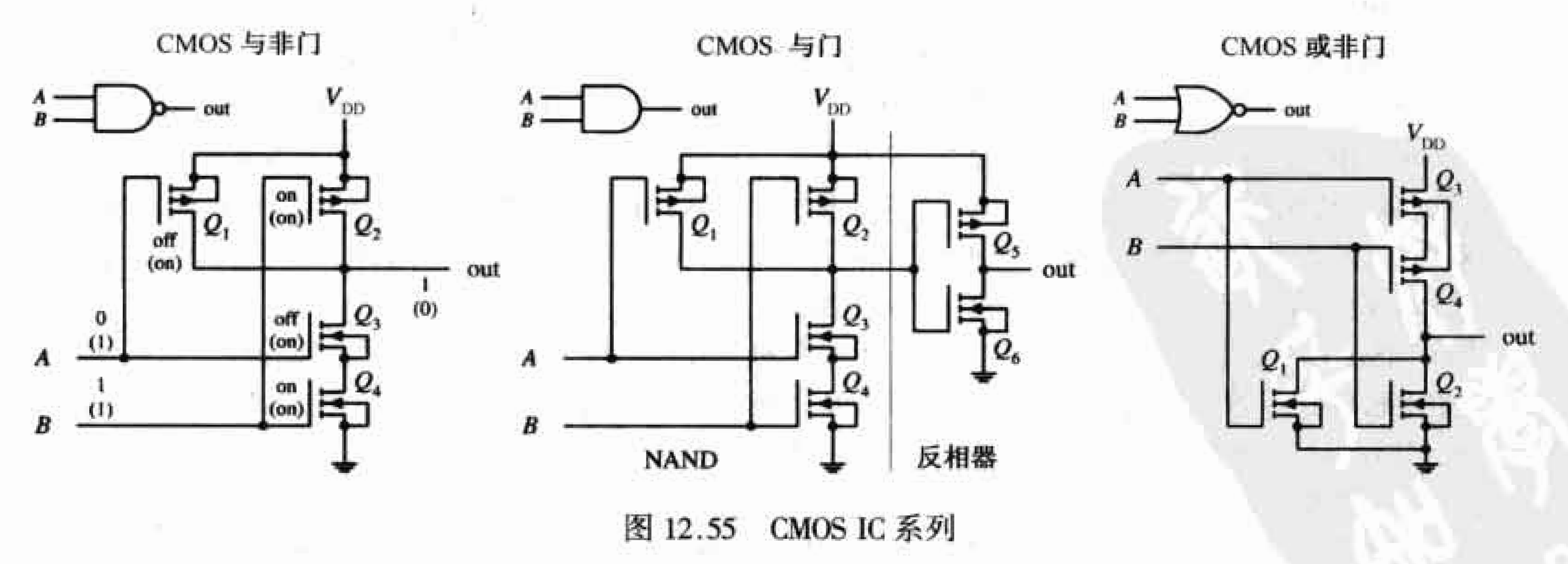


图 12.55　CMOS IC 系列

随着 4000H 系列的出现,对于 4000B 系列在速度方面有了进一步的改进。虽然此系列速度比 4000B 系列更快,但仍然不及 74LS TTL 系列。此后,74C CMOS 系列也出现了,其专门设计用来与 TTL 系列引脚兼容。CMOS 系列的另外一个重要改进来自于 74HC 和 74HCT 系列的发展,这些系列与 TTL74 系列引脚兼容。

74HC(高速 CMOS)系列不仅与74LS 系列有相同的速度,而且具有 CMOS 传统的低功耗特性。74HCT(高速 CMOS TTL 兼容)系列可以与 TTL 器件相互交换信息(相同的输入/输出电平特性),74HC 系列现在使用的非常广泛。对 74HC/74HCT 系列的进一步改进产生了改进型 CMOS 逻辑(74AC/74ACT)系列,74AC(改进型 CMOS)系列速度接近 74F TTL 系列,74ACT(改进型 CMOS TTL 兼容)系列设计用来与 TTL 兼容。

12.4.3 输入/输出电压和噪声容限

对于不同的逻辑系列,逻辑 IC 判别输入为高电平(逻辑 1)还是低电平(逻辑 0 所要求的)所要求的准确电压标准不同。与此同时,逻辑 IC 提供的高低输出电平也不同。例如,图 12.56 所示为 74LS(TTL)和 74HC(CMOS)系列的有效输入/输出电平。

在图 12.56 中,V_{IH}表示判别为逻辑高输入电平的有效电压范围。V_{IL}表示判别为逻辑低输入电平的有效电压范围。V_{OL}表示逻辑输出低电平的有效电压范围。V_{OH}表示逻辑输出高电平的有效电压范围。



图 12.56 有效输入/输出电平

如图 12.56 所示,将 74HC 器件的输出端连接到 74LS 器件的输入端,不会产生任何问题——74HC 的输出逻辑电平处于 74LS 的有效输入范围内。但是,若相反连接,将 74HC 器件的输入端与 74LS 器件的输出端相连接,将产生问题——74LS 的高输出电平可能低于 74HC 的高输入电平有效范围。在后面将介绍不同逻辑系列的器件相互连接的方法。

12.4.4 额定电流、扇出系数和传输延时

逻辑 IC 输入输出端仅能承受一定范围内的电流。I_{IL}定义为最大低电平输入电流,I_{IH}为最大高电平输入电流,I_{OH}为最大高电平输出电流,I_{OL}为最大低电平输出电流。例如,一个标准的 74xx TTL 逻辑门上述参数为:$I_{IL}=-1.6\ \text{mA}$, $I_{IH}=40\ \mu\text{A}$, $I_{OL}=16\ \text{mA}$, $I_{OH}=-400\ \mu\text{A}$。负号表示电流流出逻辑门(逻辑门起电源作用),正号表示电流流入逻辑门。

器件可以流入/流出电流大小的限制,决定了所带负载的多少。术语扇出系数是指一个单独的逻辑门在电流不超出限定范围的情况下可以驱动同类型逻辑门的数目。扇出系数取决于 I_{OL}/I_{IL} 与 I_{OH}/I_{IH} 中较小的一个。对于标准 74 系列,扇出系数为 10(16 mA/1.6 mA);74LS 系列的扇出系数大约为 20;74F 系列的扇出系数大约为 33;74HC 系列的扇出系数大约为 50。

若在逻辑门的输入端接入一个方波脉冲,输出信号将出现一个倾斜的上升和下降时间,如图 12.57 所示。上升时间(t_r)表示一个脉冲由其高电平的 10% 上升到 90%(例如,当高电平 = 5 V 时,10% = 0.5 V,90% = 4.5 V)所需的时间。下降时间(t_f)表示一个高电平由其 90% 下降到 10% 所需的时间。传播延迟时间是指从输入转变到输出响应之间的时间。传播延迟时间由逻辑器件内部三极管开关速度决定。上升延迟时间 T_{PHL} 指从输出端由低电平转变为高电平到输出端响应之间的时间。下降延迟时间 T_{PLH} 指从输出端由高电平转变为低电平到输出端响应之间的时间。当设计电路时,应该考虑这些延时,特别是在时序逻辑电路中,时间非常重要。图 12.58 和图 12.59 提供了各种 TTL 和 CMOS 器件的典型延迟时间。制造商将在规格书中提供更精确的信息。

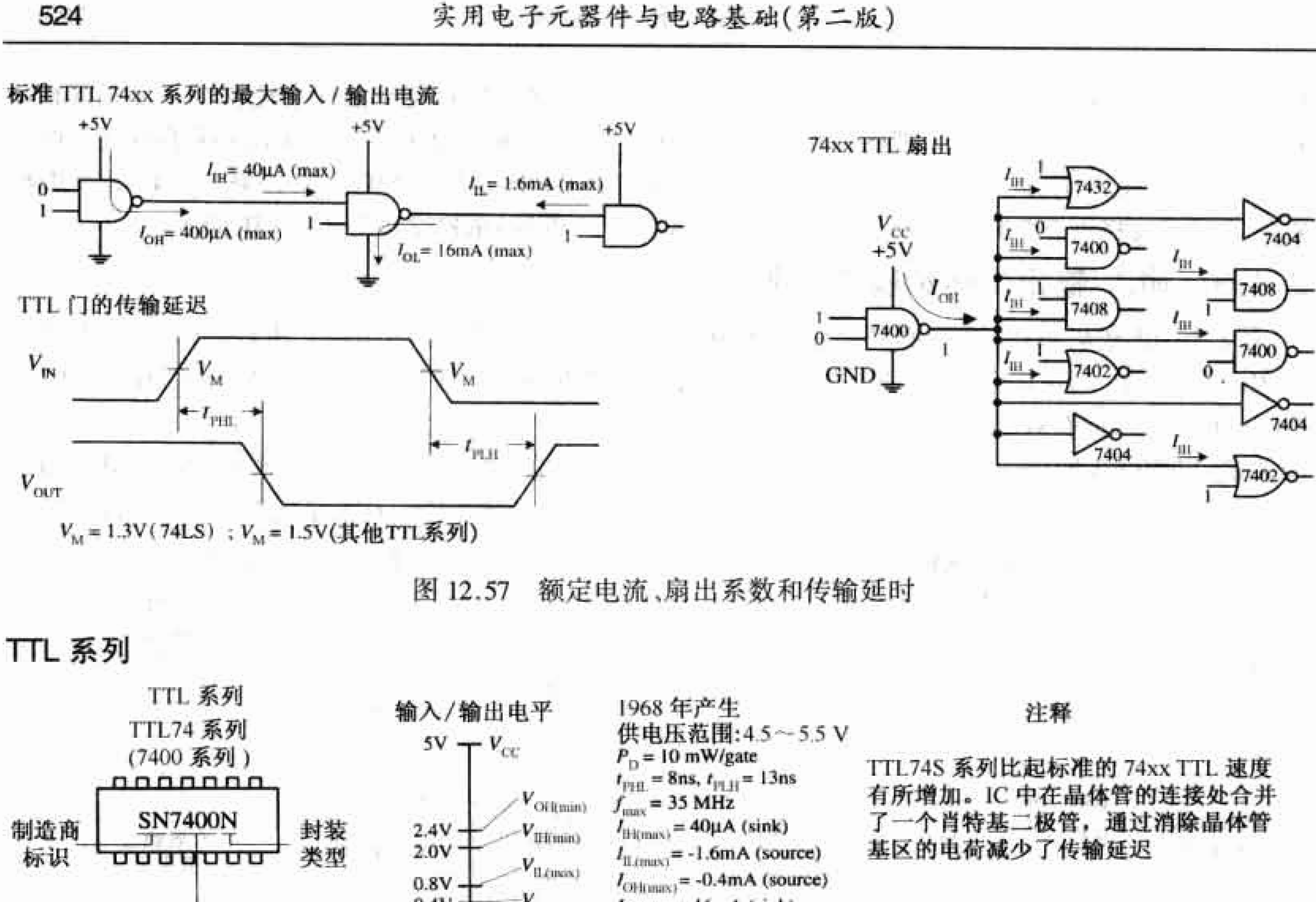


图 12.57 额定电流、扇出系数和传输延时

TTL 系列

TTL 系列
TTL74 系列
(7400 系列)
SN7400N
制造商标识 封装类型
4封装2输入NAND

输入/输出电平: 5V V_{CC}; 2.4V $V_{OH(min)}$; 2.0V $V_{IH(min)}$; 0.8V $V_{IL(max)}$; 0.4V $V_{OL(max)}$

1968 年产生
供电压范围:4.5～5.5 V
P_D = 10 mW/gate
t_{PHL} = 8ns, t_{PLH} = 13ns
f_{max} = 35 MHz
$I_{IH(max)}$ = 40μA (sink)
$I_{IL(max)}$ = -1.6mA (source)
$I_{OH(max)}$ = -0.4mA (source)
$I_{OL(max)}$ = 16mA (sink)

注释

TTL74S 系列比起标准的 74xx TTL 速度有所增加。IC 中在晶体管的连接处合并了一个肖特基二极管，通过消除晶体管基区的电荷减少了传输延迟

TTL 74S 系列
肖特基
xx74S00x
4封装2输入NAND

输入/输出电平: 5V V_{CC}; 2.7V $V_{OH(min)}$; 2.0V $V_{IH(min)}$; 0.8V $V_{IL(max)}$; 0.5V $V_{OL(max)}$

1974 年产生
供电压范围 :4.5 ～ 5.5 V
P_D = 20 mW/gate
t_{PHL} = 5ns, t_{PLH} = 5ns
f_{max} = 125 MHz
$I_{IH(max)}$ = 50μA (sink)
$I_{IL(max)}$ = -2.0mA (source)
$I_{OH(max)}$ = -1.0mA (source)
$I_{OL(max)}$ = 20mA (sink)

注释

TTL74S 系列比起标准的 74xx TTL 速度有所增加。IC 中在晶体管的连接处合并了一个肖特基二极管，通过消除晶体管基区的电荷减少了传输延迟

TTL 74LS 系列
低功耗肖特基
xx74LS00x
4封装2输入NAND

输入/输出电平: 5V V_{CC}; 2.7V $V_{OH(min)}$; 2.0V $V_{IH(min)}$; 0.8V $V_{IL(max)}$; 0.4V $V_{OL(max)}$

1976 年产生
供电压范围:4.5～5.5 V
P_D = 2 mW/gate
t_{PHL} = 8ns, t_{PLH} = 8ns
f_{max} = 45 MHz
$I_{IH(max)}$ = 20μA (sink)
$I_{IL(max)}$ = -400μA (source)
$I_{OH(max)}$ = -0.4mA (source)
$I_{OL(max)}$ = 4mA (sink)

注释

TTL74LS 系列是一个常用的 TTL 系列。相对与其他的 TTL74S 系列它改进了功耗消耗，但不是最快的

TTL 74ALS 系列
改进的低功耗肖特基
xx74ALS00x
4封装2输入NAND

输入/输出电平: 5V V_{CC}; 2.7V $V_{OH(min)}$; 2.0V $V_{IH(min)}$; 0.8V $V_{IL(max)}$; 0.4V $V_{OL(max)}$

1979 年产生
供电压范围:4.5～5.5 V
P_D = 1 mW/gate
t_{PHL} = 7ns, t_{PLH} = 5ns
f_{max} = 35 MHz
$I_{IH(max)}$ = 20μA (sink)
$I_{IL(max)}$ = -0.1mA (source)
$I_{OH(max)}$ = -0.4mA (source)
$I_{OL(max)}$ = 8mA (sink)

注释

TTL74ALS 系列相对与 74LSxx 系列来说有了较大的改进，降低了传输延迟和功耗消耗，并且迅速代替 74xx 和 74LSxx 系列

TTL 74F 系列
(Fast logic)
xx74F00x
4封装2输入NAND

输入/输出电平: 5V V_{CC}; 2.7V $V_{OH(min)}$; 2.0V $V_{IH(min)}$; 0.8V $V_{IL(max)}$; 0.5V $V_{OL(max)}$

1983 年产生
供电压范围:4.5～5.5 V
P_D = 4 mW/gate
t_{PHL} = 3.7ns, t_{PLH} = 3.2ns
f_{max} = 100 MHz
$I_{IH(max)}$ = 20μA (sink)
$I_{IL(max)}$ = -1mA (source)
$I_{OH(max)}$ = -0.6mA (source)
$I_{OL(max)}$ = 20mA (sink)

注释

TTL74F 系列比 74ALSxx 系列的速度更快，降低了噪声极限，减少了输入电流并且有更好的驱动能力。相对于早期的 TTL 系列来说有了很好的带负载的能力

图 12.58 TTL 系列 IC 的典型延迟时间

COMS 系列



图 12.59　COMS 系列 IC 的典型延迟时间

12.4.5　TTL 和 CMOS 各个子类的参数

图 12.58 和图 12.59 所示信息,尤其是与传输延迟和电流范围相关的数据,是逻辑器件的典型值。要获得特定器件的精确数据,必须参阅制造商提供的相关器件资料。图 12.58 和图 12.59 所给参数信息仅是粗略描述,目的旨在使读者对所给逻辑器件的性能有一个大体上的认识。

12.4.6　其他逻辑门系列

74-BiCMOS 系列

74-BiCMOS 系列在一个封装内将双极型和 CMOS 技术的最佳性能结合在一起。从整体而言是一个出色的高速低功耗数字逻辑系列。这种产品特别适合作为微处理器总线交换逻辑。各个制造商使用不同的标识区分自己的 BiCMOS 产品。例如,德州仪器使用 74BCTxx,而飞利浦使用 74ABTxx。

74 低电压系列

74 低电压系列是一个相对较新的系列,其供给电压为 3.3 V。这个系列包括 74LV(低电压 HCMOS),74LVC(低电压 CMOS),74LVT(低电压技术)和 74ALVC(改进型低电压 CMOS),参见图 12.60。

这种使用 3.3 V 电压相对较新的系列是设计用于低功耗和低电压应用(例如以电池作为电源的器件)。低电压系列的开关速度极其快速,时间范围从 LB 系列的约 9 ns 到 ALVC 系列的 2.1 ns。低电压系列的另外一个优异特性是其高输出驱动能力。例如,LVT 系列的流入电流可达 64 mA,流出电流可达 32 mA(具体如 LVT 1992 BiCMOS,LVC/ALVC 1993 CMOS)。

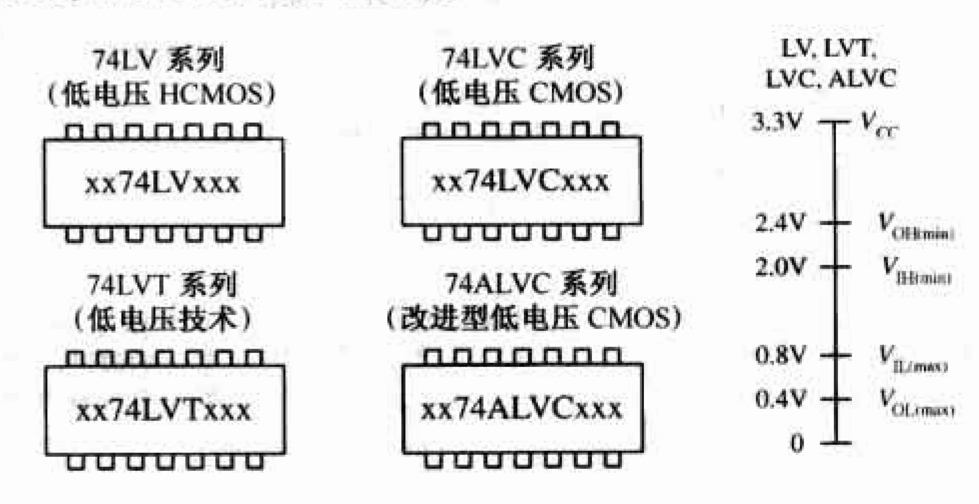


图 12.60　74 低电压系列

射极耦合逻辑

射极耦合逻辑(ECL)是双极型系列中的一员,用于超高速应用,其工作频率可达 500 MHz,传输延时可低至 0.8 ns。ECL 系列也有其缺点——与 TTL 和 CMOS 系列相比,其功耗相当大。ECL 最适合用于计算机系统——与功耗相比,系统更强调速度。使 ECL 器件中的双极型三极管响应如此快的关键是使其三极管始终处于非饱和状态。高低电平取决于差分放大电路中哪一个三极管导通性更高。图 12.61 所示为 OR/NOR ECL逻辑门的内部电路。高低电平电压(分别为 -0.8 V 和 -17 V)和供电电压(-5.2 V/0 V)有些与众不同,当与 TTL 和 CMOS 相连接时将产生问题。

图 12.61 所示 OR/NOR ECL 逻辑门由一个差分放大输入级和一个输出级组成。在差分放大输入级中,经过电压分配网络(二极管和电阻)参考电压建立在 Q_3 的基极上。参考电压决定高低逻辑电平的极限。当 Q_3 的基极电压高于 Q_1 和 Q_2 的发射极电压时,Q_3 导通。当 Q_5 导通,OR 输出端为低电平。当输入端 A 和 B 有一个的电压提升到 -0.8 V(高电平),Q_1 和 Q_2 的基极电压将高于 Q_3 的基极电压,Q_3 将停止导通,使 OR 输出端为高电平。ECL 的设计防止了三极管处于饱和状态,因此消除了积累在三极管基极的电荷——这些电荷限制开关速度。

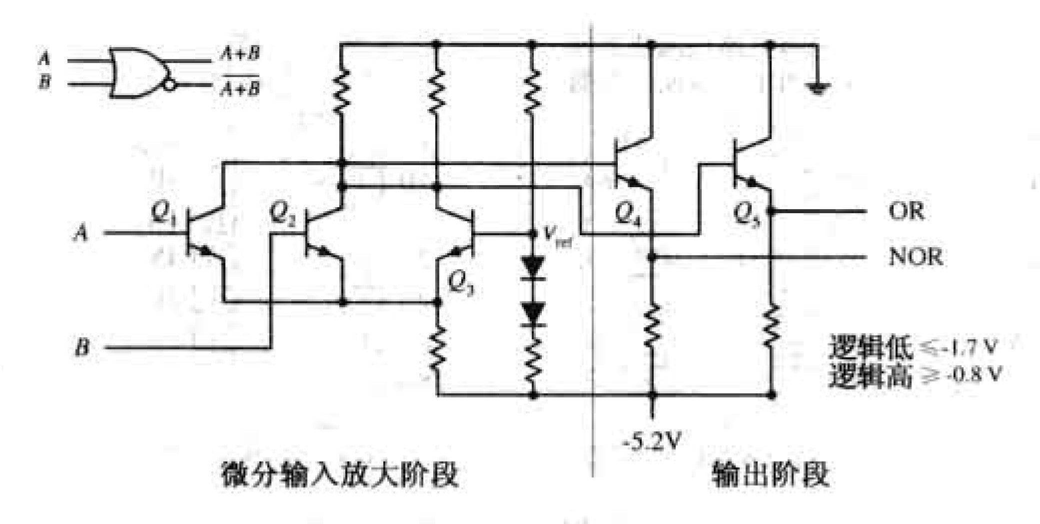


图 12.61　OR/NOR ECL 逻辑间的内部电路

12.4.7 集电极开路输出的逻辑门

在 TTL 系列的众多成员中存在一种特别类型的逻辑门,其使用集电极开路输出级取代传统的推挽式结构(在 CMOS 系列中,也有类似的器件,被称为沟道开路输出级)。这些器件与目前已经学到的典型逻辑门不可混淆。集电极开路输出的逻辑门其输出特性完全不同。图 12.62 所示为集电极开路(OC)输出的与非门。注意三极管 Q_3 消失在集电极开路的与非门中。通过去掉 Q_3,当 A 和 B 的逻辑电平被置为 00,01 或 10 时,输出端不再为高电平。这意味着集电极开路逻辑门仅能流入电流,而不能流出电流。要获得高电平输出,则必须使用一个外接电压源和一个拉升电阻,如图 12.62(b)所示。当输出端截止时,连接在外接电源上的拉升电阻使输出端的电压提升到与外接电源相同的水平,在本例中为 +15 V。这是允许的,即不一定必须使用 +5 V,这是使用集电极开路逻辑门的主要优点之一——可以驱动电压需求与逻辑电路不同的负载。

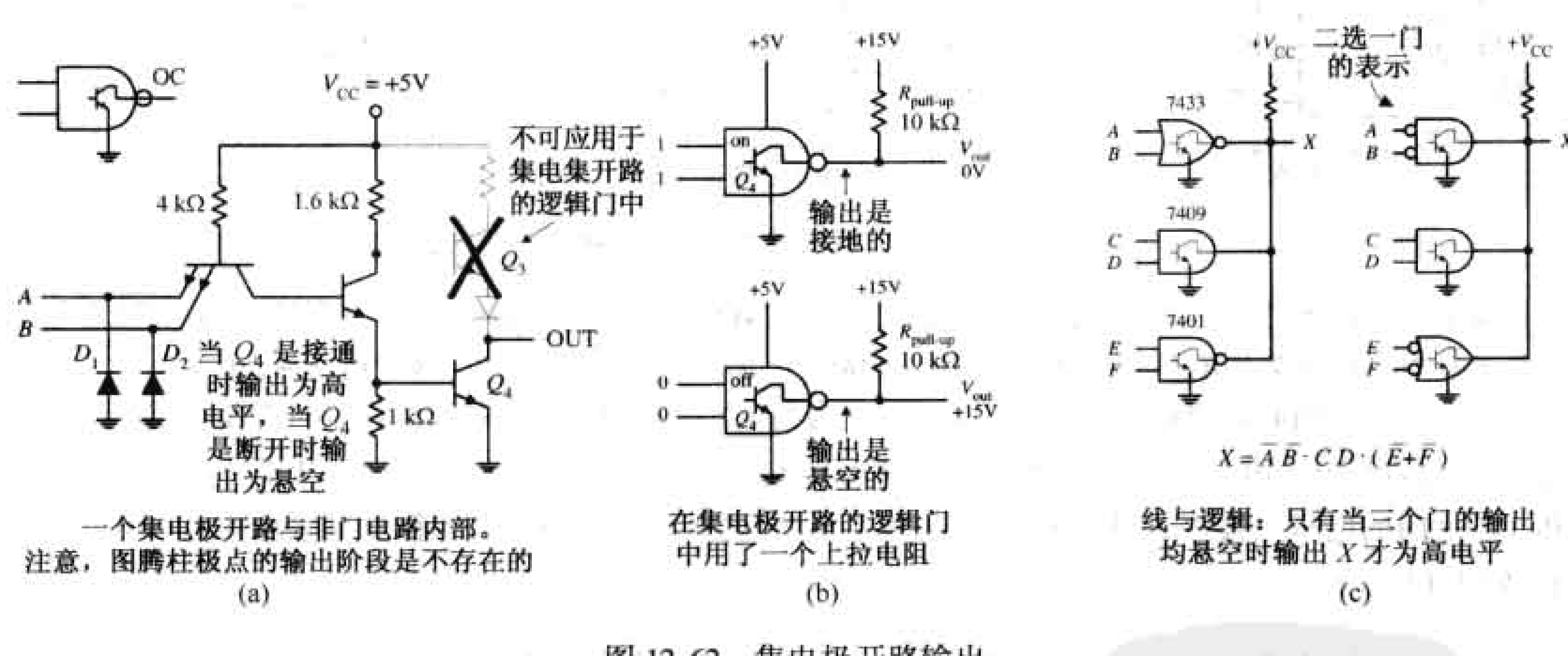


图 12.62　集电极开路输出

集电极开路逻辑门的另一个重要特性是可以流入大电流。例如,7506 OC 反相缓冲/驱动器 IC 可以流入 40 mA 的电流,是标准 7404 反相器可流入电流的 10 倍(7404 OC 缓冲/驱动器拥有与 7406 OC 相同的电流流入能力,但其不执行任何逻辑功能——只起缓冲器的作用)。OC 逻辑门允许流入大电流的性能使其可以用于驱动继电器、电动机、LED 显示器和其他的大电流负载。图 12.63 显示了一些 OC 逻辑门 IC。

OC 逻辑门也用于两个及两个以上逻辑门或别的器件的输出端必须连接在一起的场合。若使用具有推挽输出级的标准逻辑门,当一个逻辑门输出高电平(+5 V),而另一个逻辑门输出低电平(0 V)时,将产生短路,可能造成逻辑门烧毁。而使用 OC 逻辑门,可以避免出现这种情况。

使用 OC 逻辑门时,不能使用与标准逻辑门相同的布尔规则。取而代之的是,应使用一种被称为线与逻辑的规则,其相当于对所有逻辑门进行与运算,如图 12.62 所示。换言之,要得到高输出电平,所有逻辑门的输出端必须为高电平。

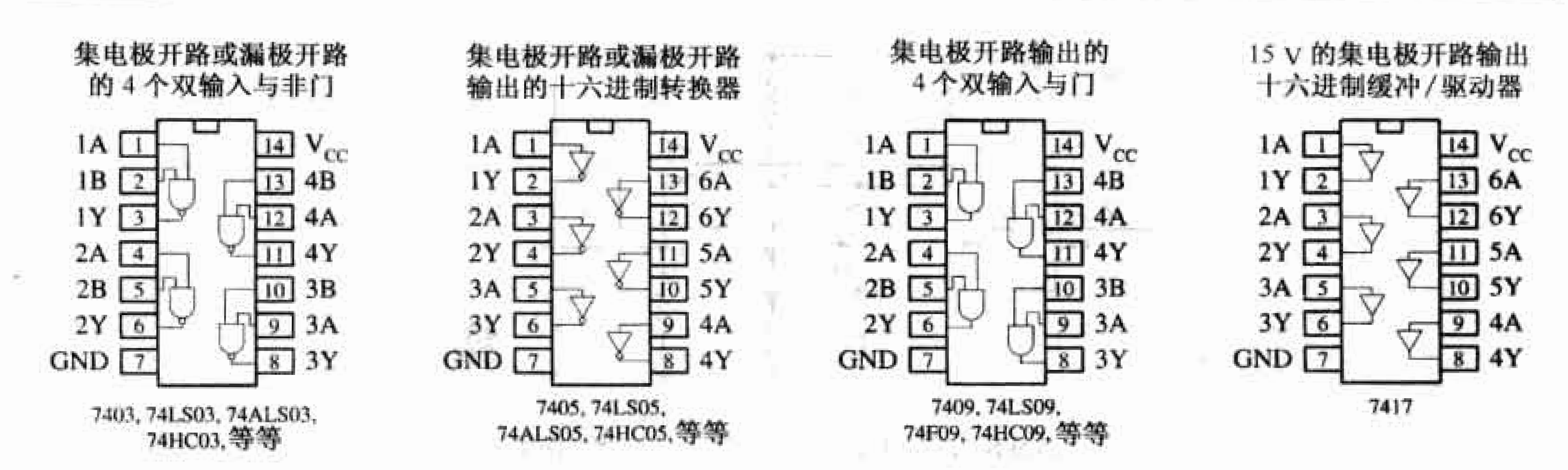


图 12.63 几种集电极开路的逻辑器件

12.4.8 施密特触发逻辑门

具有施密特触发输入端的逻辑门是一种专用逻辑门。与常规的逻辑门不同，施密特触发逻辑门有两个输入极限电压。一个极限电压称为正极限电压(V_{T^+})，另一个称为负极限电压(V_{T^-})。施密特触发 IC 包括 7404 四反相器、四 2 输入与非门、双 4 输入与非门等，如图 12.64 所示。

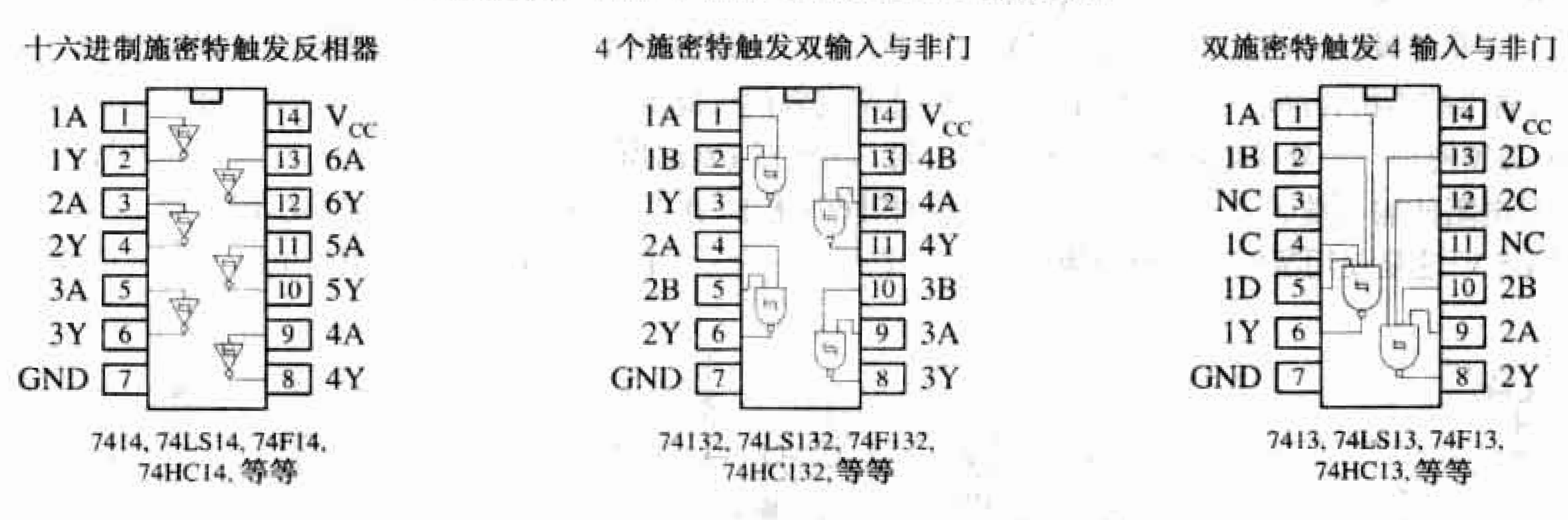


图 12.64 几种施密特触发器件

要知道这些器件如何运行，可以比较施密特触发 7414 反相器与 7404 反相器。对于 7404，要使得输出电压由高电平转变为低电平或由低电平转变为高电平，输入电压必须保持在极限电压 +2.0 V 的之上或之下。但是，对于 7414，要使输出电压由低电平转变为高电平，输入电压必须跌到 V_{T^-}(对于此 IC 为 +0.9 V)之下；要使输出电压由高电平转变为低电平，输入电压必须升到 V_{T^+}(对于此 IC 为 +1.7 V)之上。在 V_{T^+} 和 V_{T^-} 之间的电压差被称为滞后电压(详见第 7 章)。施密特触发逻辑门的符号形象地揭示了其转移功能，如图 12.65 所示。

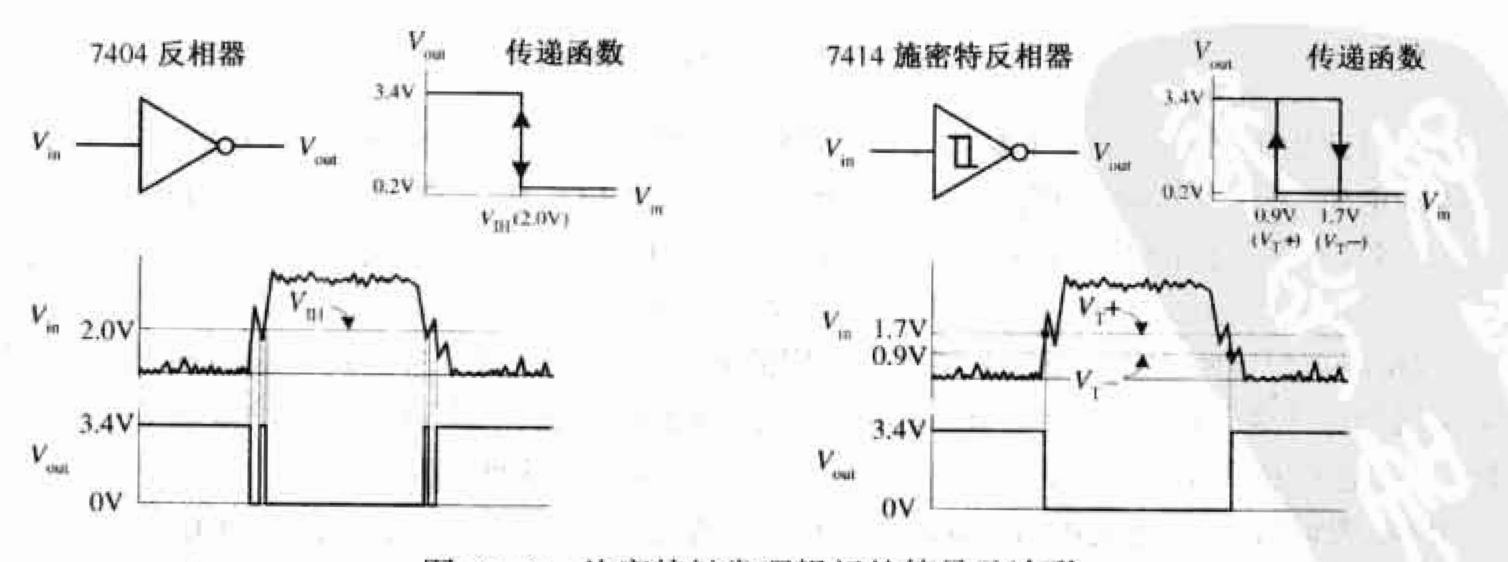


图 12.65 施密特触发逻辑门的符号及波形

在应用中,使用施密特器件可以非常方便地将噪声信号或在极限电压附近波动地信号转变为方波输出信号。如图 12.65 下部所示。由于输入信号在由低电平转变为高电平和由高电平转变为低电平时出现了短时间的毛刺信号,所以常规的 7404 将输出多余的窄矩形脉冲。而施密特触发的反相器由于其滞后效应将忽略这些毛刺信号。

12.4.9 逻辑接口电路

一般情况下,应避免混合使用不同系列的逻辑门,原因是不同系列的逻辑门其输入输出电平、工作电压、输出驱动能力之间存在差异。另外一个重要的原因是在不同系列之间速度也存在差异。若将低速 IC 和高速 IC 混合使用,将出现时间问题。

但有时混合使用是不可避免的甚至是必需的。例如,所要求的专用器件(例如内存、计数器等)只有使用 CMOS 技术制造的,而电路中的其余部分由 TTL 器件组成。当驱动负载时,系列间的混合使用也经常遇到。例如,TTL 逻辑门(通常具有集电极开路输出)经常作为 CMOS 电路和外部负载(例如继电器、指示灯)之间的接口,因为 CMOS 输出端自己通常不能提供足够的电流以驱动这类负载。驱动负载将在 12.10 节中讨论。

图 12.66 所示为连接不同逻辑系列器件的方法,这些方法既解决了输入输出不兼容问题又解决了工作电压不兼容问题。但这些方法不能解决可能出现的时间不兼容问题。

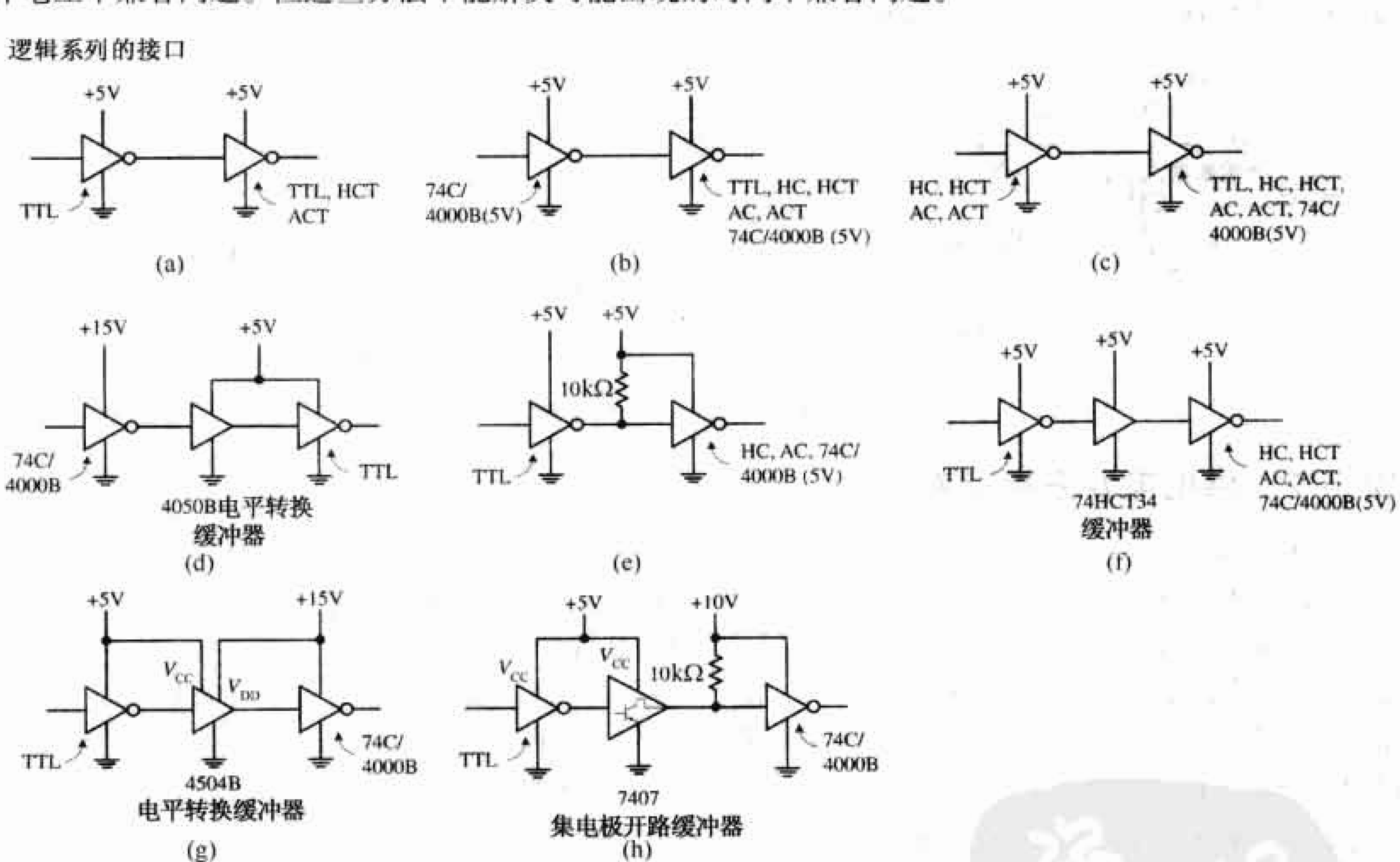


图 12.66 不同逻辑系列器件的连接方法

图 12.66(a)TTL 可以直接与 TTL,HCT 或 ACT 相连接。

图 12.66(b) V_{DD} = +5 V 的 CMOS 74C/4000(B)可以驱动 TTL,HC,HCT,AC 和 ACT。

图 12.66(c)HC,HCT,AC 和 ACT 可以直接驱动 TTL,HC,HCT,AC,ACT 和 74C/4000B(5 V)。

图 12.66(d)当 74C/4000B 的供电电压高于 5 V 时,可以使用一个电平转换缓冲器 IC,例如 4050B。4050B 的供电电压为 5 V,输入端可以接收 0 V/15 V 的逻辑电平,同时在输出端相应地输出 0 V/5 V 逻辑电平。缓冲器也可以增加输出端的驱动电流(4000B 的输出驱动能力不如 TTL)。

图 12.66(e)TTL 逻辑门的实际高电平输出约为 3.4 V 而不是 5 V。但是 CMOS(V_{DD} = 5 V)输入端要求高输入电平的范围为 4.4 V(HC)到 4.9 V(4000B)。如果 CMOS 器件属于 74C/4000B 系列。输入高电平的实

际要求取决于供电电压且等于 $2/3V_{DD}$。要提高足够的电压以使得电平相配,需要使用一个拉升电阻。拉升电阻将 CMOS 逻辑门输入端的电压拉升到与拉升电阻相连接的供电电源输入端相同。

图 12.66(f)将 TTL 和 CMOS 电路相连接的另一种方法——使用 CMOS TTL 兼容逻辑门,例如 74HCT 和 74ACT。

图 12.66(g)和图 12.66(h)所示为连接 TTL 逻辑门和高工作电压 CMOS 逻辑门的两种不同方法。在图 12.66(g)中,使用一个 4504B 电平转换缓冲器。4504B 要求两个工作电压:一个 TTL 工作电压(对于 0/5 V 电平)和一个 CMOS 工作电压(对于 0 ~ 15 V 电平)。在图 12.66(h)中,使用一个集电极开路缓冲器和一个10 kΩ 拉升电阻将低电平 TTL 输出电压转换为 CMOS 高电平输入电压。

12.5 电源与测试逻辑 IC 和普通经验方法

12.5.1 电源逻辑 IC

大多数 TTL 和 CMOS 逻辑器件工作在 5 V ± 0.25 V(5%)工作电压范围内,与图 12.67 所示类似。当使用某些 TTL 系列器件,如 74xx,74S,74AS 和 74F 时,由于其功耗比 CMOS 74HC 系列大得多,应避免使用电池供电。当然,低功耗、低电压 74LV,74LVC,74LVT,74ALVC 和 74BCT 系列[要求供电电压从 1.2 ~ 3.6 V,逻辑门功耗为 2.5 μW(74BCT)],是以电池为电源的小型应用的理想选择。

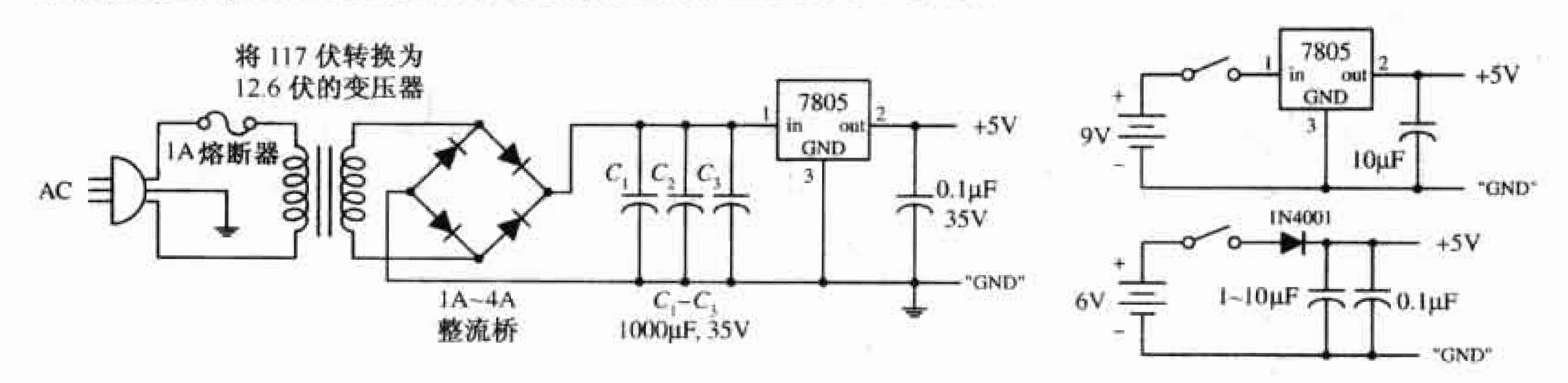


图 12.67 逻辑 IC 的供电电源

12.5.2 供电电源去耦装置

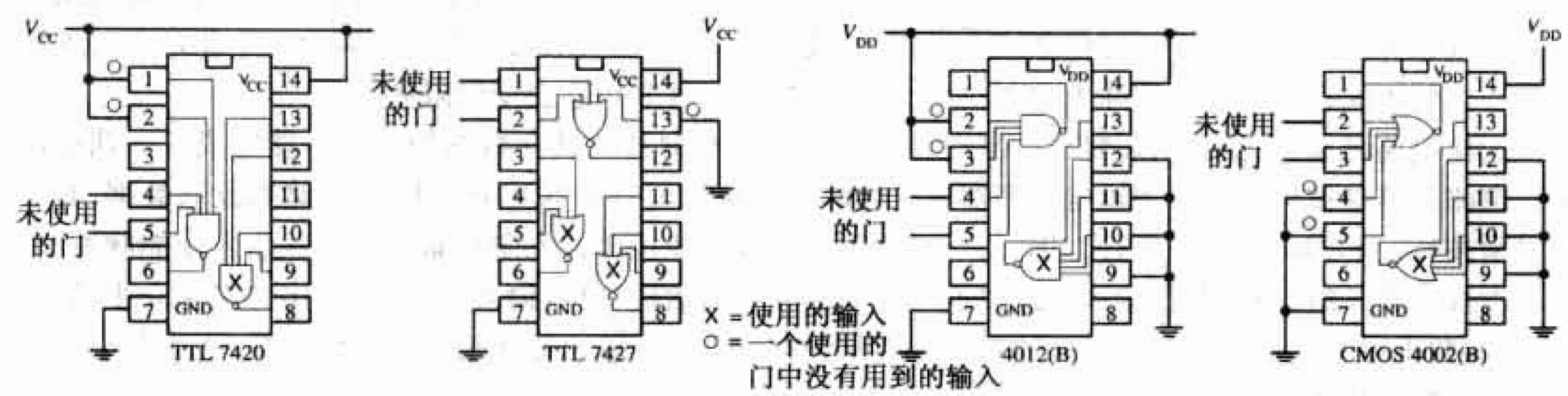
当 TTL 器件进行一个由低到高或由高到低电平转换时,传输时间将有一个间隔,此时三极管的图腾柱型输出端上下部分将交迭。在间隔期间,电源输出电流将发生剧烈的变化,使供电线路上产生尖锐的高频率电流毛刺。若有多个器件连接在同一个电源上,多余的装置可能造成这些器件的错误触发。毛刺也将导致产生多余的电磁辐射。为了避免产生 TTL 系统中多余的毛刺,应使用去耦电容。去耦电容,一般为钽电容,电容值从 0.01 ~ 1 μF(大于 5 V),直接置于系统中每个 IC 的 V_{CC} 和接地引脚之间。电容可以吸收毛刺,保持 IC 中 V_{CC} 电平不变,从而减小错误触发的可能性和电磁辐射。去耦电容应尽可能的靠近 IC 以保持毛刺处于 IC 内,防止其传播回电源。一般每 5 到 10 个逻辑门使用一个去耦电容或每 5 个计数器或寄存器 IC 使用一个去耦电容。

12.5.3 未使用的输入端

影响芯片逻辑状态的未使用输入端不允许其空置,应按需要将其固定为高电平或低电平(空置输入端易受外界电磁噪声的干扰,将导致输出不稳定)。例如,4 输入 TTL 与非门当仅有两个输入端被使用时,另外两个输入端应该保持为高电平以保证正确的逻辑操作。当 3 输入或非门仅有两个输入端被使用时,未使用的输入端应保持为低电平以保证正确的逻辑操作。同样,触发器的预置位和清零输入端应适当地接地或接为高电平。

若 IC 中有未被使用的部分(例如多逻辑门封装中未被使用的逻辑门),当为 TTL 电路时,这些部分的输入端可以不被连接,CMOS 电路则不允许。在 CMOS 器件中,若未使用的输入端不被连接,这些输入端可能积

累多余的电荷且可能达到造成输出 MOS 三极管同时导通的电压水平，将造成电源(V_{DD})到接地之间产生内部大电流毛刺。这个结果可以导致额外的供电渠道且损坏 IC。为了避免这种情况，CMOS IC 未使用部分的输入端应当接地。图 12.68 说明对于 TTL 和 CMOS 与非门和或非门 IC 未使用的输入端应该如何处理。



将与非门中没有用到的输入置为高电平来保持特定的逻辑功能，不要假定它们自然是高电平。将或非门中未使用到的输入置为低电平来保持特定的逻辑功能。一个未使用到的 TTL 门可以什么都不连接

将与非门中没有用到的输入置为高电平来保持特定的逻辑功能。将或非门中未使用到的输入置为低电平来保持特定的逻辑功能。未使用的 CMOS 门中没有用到的输入必须接地

图 12.68 未使用输入端的处理

应该注意的最后一点是：当 IC 无供电电压时，不要驱动 CMOS 输入端。这样做可能损坏 IC 输入端的保护二极管。

12.5.4 逻辑探测器和逻辑脉冲发生器

逻辑探测器和逻辑脉冲发生器是两个用于检测逻辑 IC 和电路的简单工具，如图 12.69 所示。

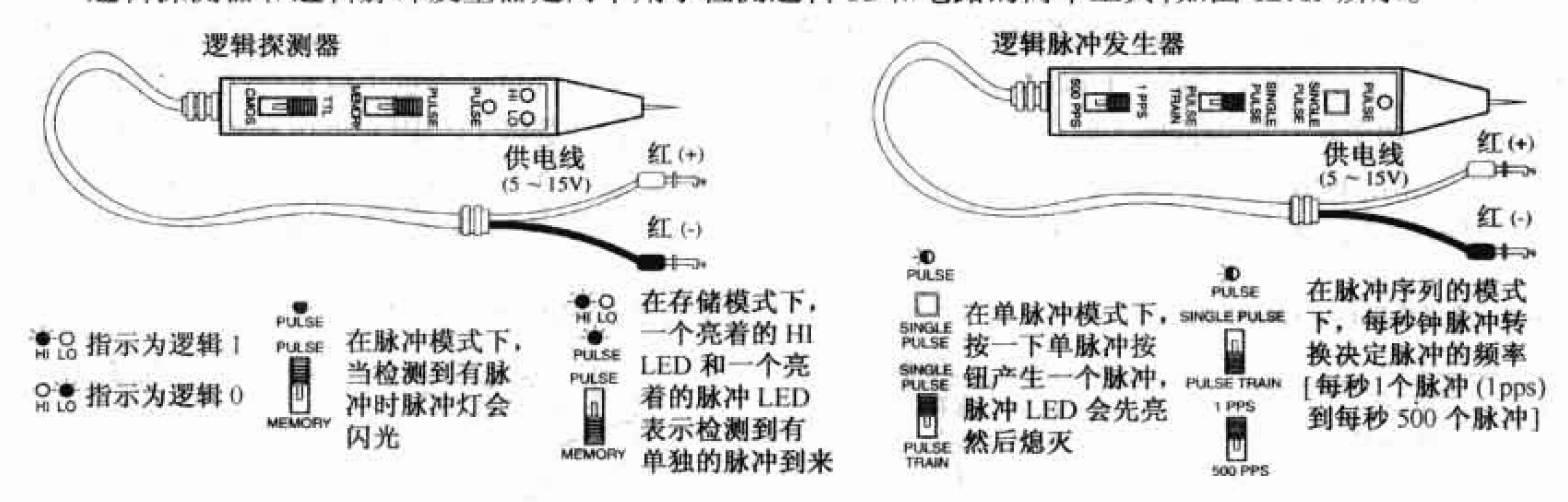


图 12.69 逻辑探测器和逻辑脉冲发生器

典型的逻辑探测器为笔形封装，具有金属探针和供电线，一个红色，一个黑色。红色连接到数字电路供电电压的正极(V_{CC})，黑色连接到电路的接地端(V_{SS})。使用探测器的金属探针探测电路中的逻辑状态。若探测到的为高电平，探测器的 HI LED 灯点亮；若探测到的为低电平，探测器的 LO LED 灯熄灭。除了执行简单的状态测试，逻辑探测器也可以执行一些简单的动态测试。例如探测一个因为速度太快使得人眼不能发现的瞬时单个脉冲或探测脉冲组，例如时钟信号。探测单个脉冲时，探测器的 PULSE/MEMORY 开关应置于 MEMORY 位。当单个脉冲被探测到时，内部存储器电路记录脉冲并同时点亮 PULSE LED 和 HI LED。要清除记录以探测新的单个脉冲，PULSE/MEMORY 开关应锁定。要探测脉冲组，PULSE/MEMORY 开关应置于 PULSE 位。当脉冲组被探测到，PULSE LED 闪烁。逻辑探测器一般探测宽度位为 10 ns 的单个脉冲和频率约为 100 MHz 的脉冲组。检查探测器附带的说明书以明确其最小/最大限制。

逻辑脉冲发生器可以发送单个脉冲或脉冲组到 IC 和电路中，输入脉冲的结果可以由逻辑探测器监测到。与逻辑探测器一样，逻辑脉冲发生器具有类似的结构。要发送单个脉冲，SINGLE-PULSE/PULSE-TRAIN 开关应置于 SINGLE-PULSE，然后再按下 SINGLE-PULSE 按钮。要发送脉冲组，转换到 PULSE-TRAIN 模式。对于图 12.69 所示脉冲发生器，可以选择每秒 1 个脉冲(1pps)到每秒 500 个脉冲。

12.6 时序逻辑电路

前面介绍的组合电路(例如编码器、译码器、数据分配器、奇偶校验生成器/校验器等)输出直接取决于输入。这意味着当输入数据被提供到组合电路时,输出立刻响应。但是,组合电路缺少一个非常重要的特性——它们不能存储信息。实际上,不能存储信息的数字器件其用途会受到限制。

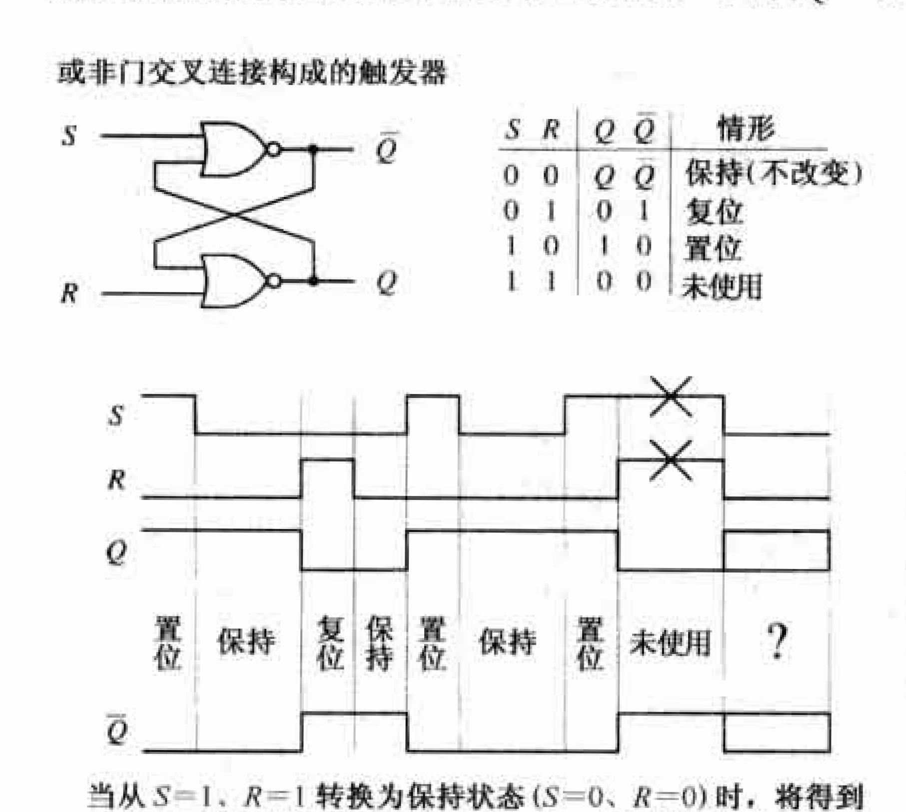
为使电路具有记忆功能,需要设计制造可以在期望的时刻及时锁存数据的器件。能完成这一功能的数字电路和器件被称为时序逻辑电路和器件。此电路被称为时序逻辑电路是因为存储和读取数据,其步骤必须按特定的(时间)顺序进行。例如,一组典型的步骤可能包含首先向存储器件发送输入使能脉冲,其次一次性读入一组数据(并行输入),或以连续方式读入一组数据(串行输入)等——采用许多独立步骤;然后,这些数据可能又需要被读取——通过首先提供到存储器件的输出使能信号,以及需要一连串其余的信号脉冲将数据传输出存储器件。

在时序逻辑电路中传输数据通常需要一个时钟信号发生器。时钟信号发生器类似于人体中的心脏。它产生一连串可以指挥协调数据运行的高低电压(类似于心脏输送血液时产生的一连串高低压)。时钟信号也作为所有时序行为参考的基准时间。时钟信号发生器将在后面详细讨论。下面,首先需要学习时序逻辑器件的最基本元件——RS 触发器。

12.6.1 RS 触发器

最基本的数据存储电路是 RS 触发器,又称为锁存器。有两种基本类型的 RS 触发器,由或非门交叉连接构成的触发器和由与非门交叉连接构成的触发器。

首先考虑图 12.70 所示的由或非门交叉连接构成的触发器。从图 12.70 中可以看到,在仅给出两个输入电压的状况下,推算出或非门触发器如何运行和输出状态是不可能的,因为每个或非门触发器的输入同时还取决于输出(现在,假定 Q 和 $\overline{Q}$ 不是互补变量而是两个独立的变量——也可以称之为 X 和 Y)。首先,只有当两个输入均为低电平时(逻辑 0),或非门输出才为高电平(逻辑 1)。因此可以推算出当 $S=1$ 且 $R=0$ 时,无论输出原先处于何种状态,现在 Q 一定为 1,且 $\overline{Q}$ 一定为 0,——这称为置位状态。同样地,通过类似的讨论,可以推算出当 $S=0$ 且 $R=1$ 时,Q 一定为 0 且 $\overline{Q}$ 一定为 1,这称为复位状态。



与非门交叉连接构成的触发器

S	R	Q	$\overline{Q}$	情形
0	0	1	1	未使用
0	1	1	0	置位
1	0	0	1	复位
1	1	Q	$\overline{Q}$	保持(不改变)

置位 保持 复位 保持 置位 保持 置位 未使用 ?

图 12.70 或非门和与非门交叉连接构成的触发器

但是,当 $S=0, R=0$ 时,如果知道现在的输出状态,则可以推算出下一个输出状态。因为现在的输出状态是推算出下一个输出状态的必要条件。例如,如果设触发器为 $Q=1$,再输入 $S=0, R=0$,触发器将保

持置位状态 $Q=1$(上逻辑门:$S=0, Q=1\to\overline{Q}=0$;下逻辑门:$R=0,\overline{Q}=0\to Q=1$);同样地,如果设触发器为 $Q=0$,再输入 $S=0, R=0$,触发器将保持为复位状态 $Q=0$(上逻辑门:$S=0, Q=0\to\overline{Q}=1$;下逻辑门:$R=0,\overline{Q}=1\to Q=0$)。换而言之,当两个输入均为低电平"0"时,触发器将记忆和保持之前的输出状态——这称为保持状态。

最后一种情况是 $S=1, R=1$。这非常容易得出结果,因为只要有一个高电平"1"提供到或非门的输入端,输出将总是0,因此 $Q=0$ 且 $\overline{Q}=0$。关于 $S=1, R=1$ 状态有两个基本问题:第一,这是在同一时间置位和复位;第二,当从 $S=1, R=1$ 转换为保持状态($S=0, R=0$)时,将得到一个不可预知的结果,除非知道哪个输入转变得快。这是因为当输入变换回保持状态时($S=0, R=0, Q=0, \overline{Q}=0$),两个或非门都想要变为1(它们想要被保持),假定一个或非门的输出比另一个早一瞬间,在这种情况下,较慢的逻辑门将不再按原计划输出1,代之以输出0。这是竞争的一个典型例子,较慢的逻辑门出错。但是哪一个触发器是较慢的一个是不固定的,这是一个不可预知的状态(不定状态),故避免使用(故也称禁止状态)。

由与非门交叉连接构成的触发器提供也具有或非门触发器相同的功能,但是有一个基本的区别。它的保持状态和不定状态相互颠倒。这是因为当两个输入不相同时,或非门只输出低电平,与非门则不同,只输出高电平。这意味着对于由与非门交叉连接构成的触发器,保持状态为 $S=1, R=1$,不定状态为 $S=0, R=0$。

无振荡开关

在图12.71中,假定要使用最左边的开关/拉升电阻电路来驱动与门一个输入端为高电平或低电平(与门的另一个输入端被固定为高电平)时,当开关打开,与门应当连接到高电平;当开关闭合,与门应当连接到低电平。这是理论上的结果,实际上并不准确,原因是开关振荡,由于金属触件固有的弹性,当开关闭合时,触件在停止移动前振荡一定时间。虽然振荡持续一般不到50 ms,但仍然可能导致不想要的错误触发,如图12.71(a)所示。避免开关振荡影响的一个简单方法是使用图12.71(b)所示的无振荡开关电路,此电路简单地使用一个RS触发器存储开关接触件的初始电压,但对其后所有的振荡踪迹不再响应。在此电路中,当开关由 B 转掷到 A 位时,触发器处于置位状态。当开关在高低电平之间交替振荡时,Q 输出端仍然保持为高电平。因为当开关接触件弹离 A 时,S 输入端收到高电平(R 输入端也为高电平),这正是保持状态——输出保持不变。当开关由 A 转掷到 B 位时,同样原理可以消除振荡。

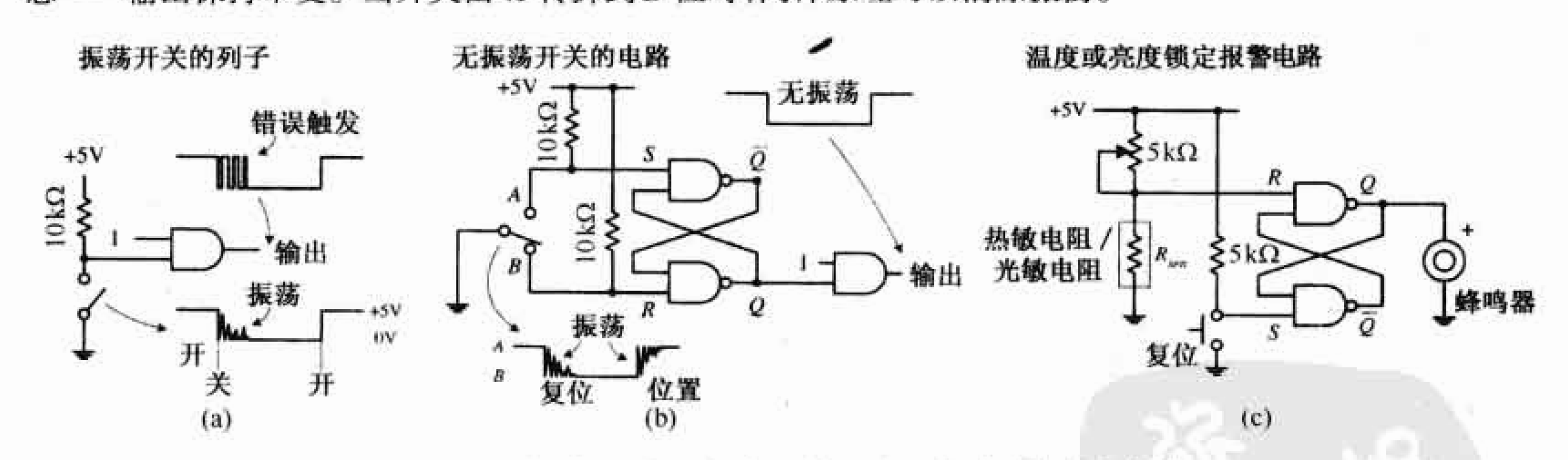


图12.71 振荡开关、无振荡开关以及温度或亮度锁定报警

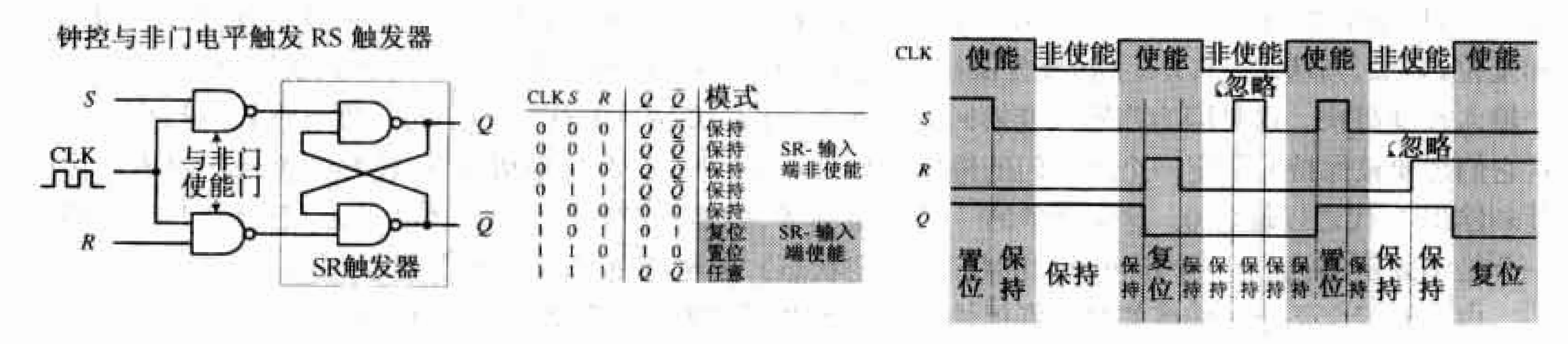
温度或亮度锁定报警电路

图12.71(c)所示的简单电路利用RS触发器使蜂鸣警报器发声——当温度(使用一个热敏电阻)或光亮强度(使用一个光敏电阻)增加,热敏电阻/光敏电阻的阻值下降,R 输入端电压随之下降。当 R 输入端电压低于与非门高电平极限电压时,触发器置位,警报器报警。警报将持续到RESET开关被按下且温度/亮度强度下降到极限触发水平之下。

同步RS触发器(钟控触发器基础)

使RS触发器同步,是指通过控制脉冲(例如时钟信号)使 S 和 R 输入端起效或失效。只有当时钟信号

到达时,输入信号才被采样。以此种方式响应的触发器被称为同步或钟控触发器(对应于前面讲到的异步触发器),将前面的 RS 触发器转变为同步或钟控器件,只需要连接使能门到触发器的输入端,如图 12.72 所示(这里使用的是与非门交叉连接方式,也可以使用或非门交叉连接方式)。只有当时钟信号为高电平时,S 和 R 输入端起效。当时钟信号为低电平时,输入端不起作用,触发器处于保持状态。下面的真值表和时序图帮助说明器件如何工作。

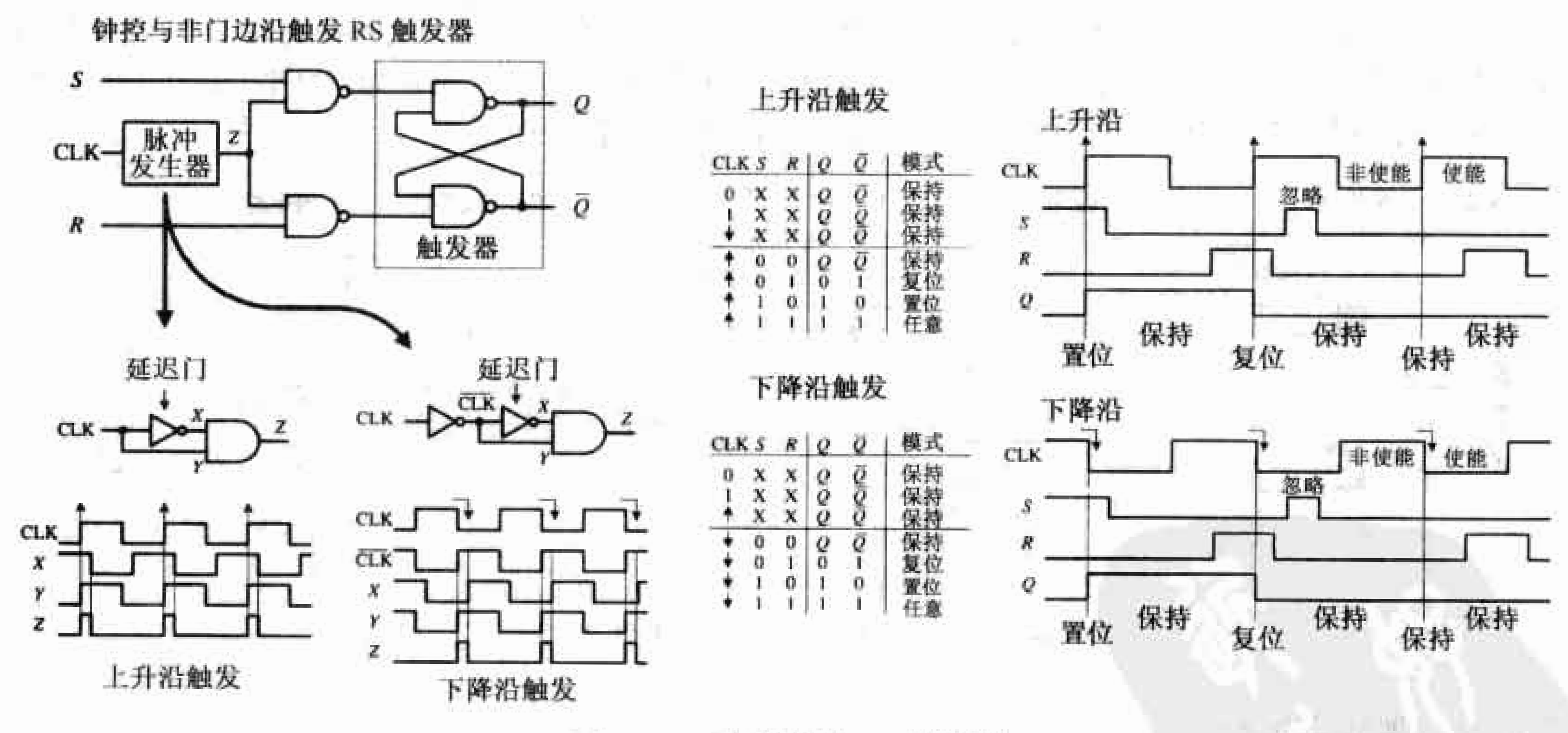


CLK	S	R	Q	$\bar{Q}$	模式
0	0	0	Q	$\bar{Q}$	保持
0	0	1	Q	$\bar{Q}$	保持
0	1	0	Q	$\bar{Q}$	保持
0	1	1	Q	$\bar{Q}$	保持
1	0	0	0	0	保持
1	0	1	0	1	复位
1	1	0	1	0	置位
1	1	1	Q	$\bar{Q}$	任意

图 12.72　同步 RS 触发器

边沿触发 SR 触发器

前面的介绍的电平触发型触发器存在一个问题,即在时钟信号使触发器采样的整个时间内,S 和 R 输入端必须保持在要求的状态(置位、复位、不变),否则输出状态将可能发生变化,此时若有干扰信号或噪声进入,则将出现误触动。为克服这种情况,可以通过一个很小的改造就可以将电平触发型触发器转变为边沿触发型触发器(简称边沿触发器),增加了触发器的可靠性。边沿触发器只在上升沿或下降沿对输入信号进行采样(↑ = 上升沿,↓ = 下降沿)。发生在边沿之前或之后的任何改变都对电路无影响——触发器被置于保持状态。要构成边沿触发器,只需将上升或下降沿触发时钟脉冲生成电路引入到先前的电平触发器中,如图 12.73 所示。



上升沿触发

CLK	S	R	Q	$\bar{Q}$	模式
0	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
1	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
↓	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
↑	0	0	Q	$\bar{Q}$	保持
↑	0	1	0	1	复位
↑	1	0	1	0	置位
↑	1	1	1	1	任意

下降沿触发

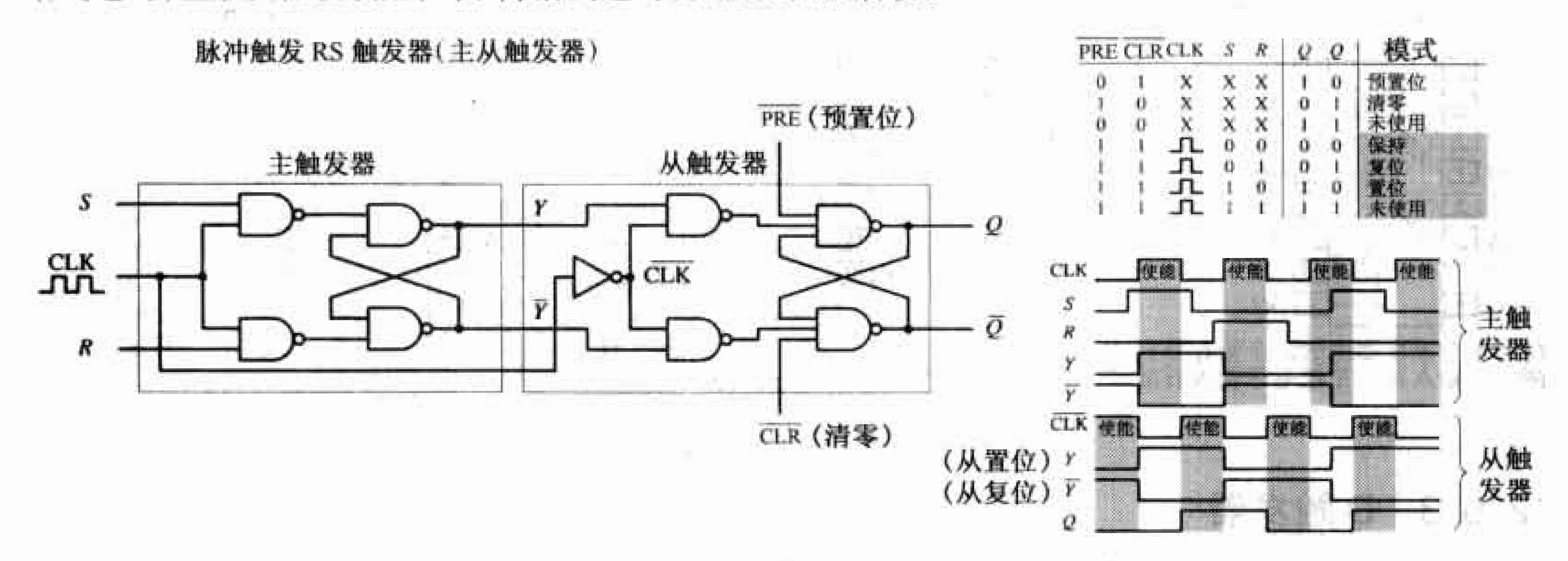
CLK	S	R	Q	$\bar{Q}$	模式
0	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
1	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
↑	X	X	Q	$\bar{Q}$	保持
↓	0	0	Q	$\bar{Q}$	保持
↓	0	1	0	1	复位
↓	1	0	1	0	置位
↓	1	1	1	1	任意

图 12.73　边沿触发 SR 触发器

在上升沿触发生成电路中,增加了一个具有传输延时的非门。由于时钟信号通过反相器时被延时,与门输出的将不是低电平(若无延迟将输出低电平),而是一个开始于时钟信号的上升沿的脉冲,持续时间等于非门的传输延时。脉冲输入到触发器的时钟信号输入端。在下降沿触发生成电路中,时钟信号首先被取反然后再通过相同的 NOT/AND 电路,脉冲开始于时钟信号的下降沿且持续时间等于非门的传输延时。传输延时非常小(纳秒级别),以至于脉冲实质上相当于边沿。

脉冲触发 RS 触发器(主从触发器)

脉冲触发 RS 触发器是钟控电平触发器(参见图 12.74),对于发生在输出端的任何改变,时钟信号的高低电平都要上升和下降各一次。脉冲触发 RS 触发器也称为主从触发器。主触发器接收初始输入信号,当时钟信号下降沿到达时,再通过输出端驱使从触发器工作。另外一种常用的通俗说法是:当时钟信号上升沿到达时,主触发器被唤醒,当下降沿到达时,从触发器被启动。



$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	CLK	S	R	Q	$\overline{Q}$	模式
0	1	X	X	X	1	0	预置位
1	0	X	X	X	0	1	清零
0	0	X	X	X	1	1	未使用
1	1	⎍	0	0	0	0	保持
1	1	⎍	0	1	0	1	复位
1	1	⎍	1	0	1	0	置位
1	1	⎍	1	1	1	1	未使用

图 12.74　脉冲触发 RS 触发器(主从触发器)

主触发器是一个钟控 RS 触发器,在时钟信号为高电平时起效且输出 Y 和 $\overline{Y}$(置位、复位或保持)。从触发器类似于主触发器,但在时钟信号为低电平时起效(由于时钟信号反相)。当从触发器起效时,它使用主触发器的输出 Y 和 $\overline{Y}$ 作为自己的输入,然后输出最终结果。注意预置位($\overline{\text{PRE}}$)和清零($\overline{\text{CLR}}$)输入端,它们被称为异步输入端。不像同步输入端 S 和 R,异步输入端不考虑时钟信号的影响可以直接将触发器清零(也称为异步复位)或置位(也称为异步置位)。当$\overline{\text{CLR}}$为高电平而$\overline{\text{PRE}}$为低电平时,无论此时 CLK,S,R 输入为何值,都使触发器异步置位(原文为复位),$Q = 1$ 且 $\overline{Q} = 0$。所以在触发器正常工作时,这两个低电平有效输入端要置为高电平使之处于失效状态。当后面讨论触发器应用时,将会看到使用异步置位或复位将包含一组触发器的寄存器整个清零。

触发器逻辑符号的一般规则

现在,一般不需要从零开始构造触发器——可以直接购买触发器 IC 使用。同样地,也不需要为复杂的逻辑门图表操心——可以使用图 12.75 所示的图形符号代替。虽然下面的符号是用于表示 RS 触发器的,但是绘制的基本规则也可以应用到 D 触发器和 JK 触发器,它们将在下面的章节讲到。

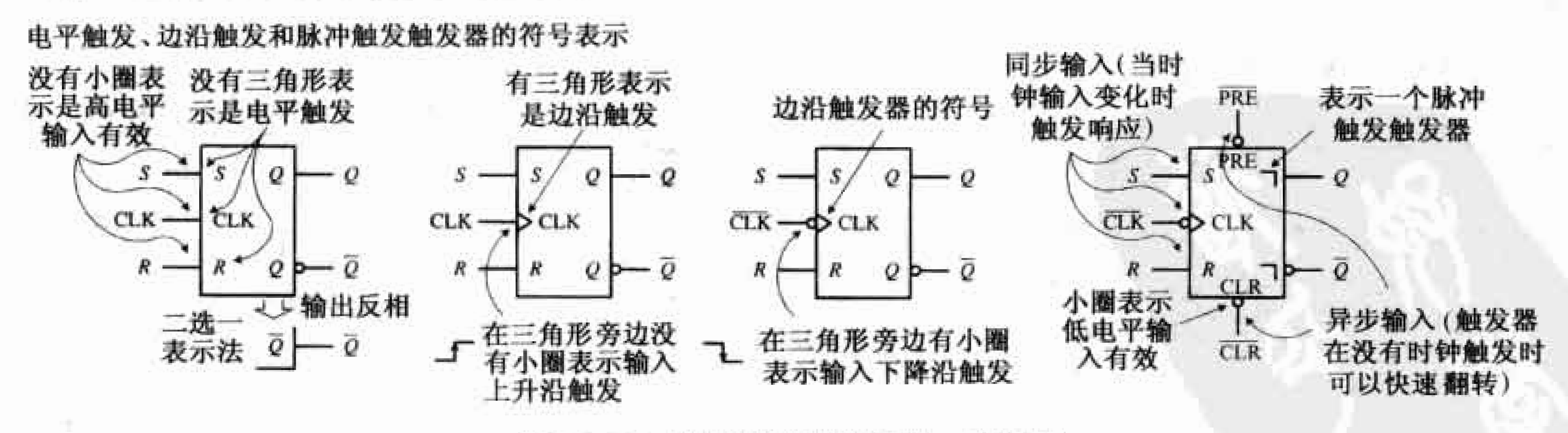


图 12.75　触发器逻辑符号的一般规则

12.6.2　RS 触发器 IC

图 12.76 展示了一些 RS 触发器(锁存器)IC。74LS279A 包含 4 个独立的 RS 触发器(注意其中两个触发器具有一个额外的置位输入端)。这种触发器一般用于无振荡开关。4043 包含 4 个由三态或非门交叉连

接构成的 RS 触发器。每个触发器有独立的置位和复位输入端，也有独立的输出端。三态有一个额外的功能，可以有效地断开所有的 Q 输出端，使输出显示为开路(高阻抗 Z)。当许多器件必须分享共同的数据总线时，这个三态功能经常被使用。当一个触发器中的数据传输到总线上时，其余触发器(或其余器件)的输出端将由高阻抗状态断开。4044 类似于 4043，但其包含的是 4 个由三态与非门交叉连接构成的 RS 触发器。

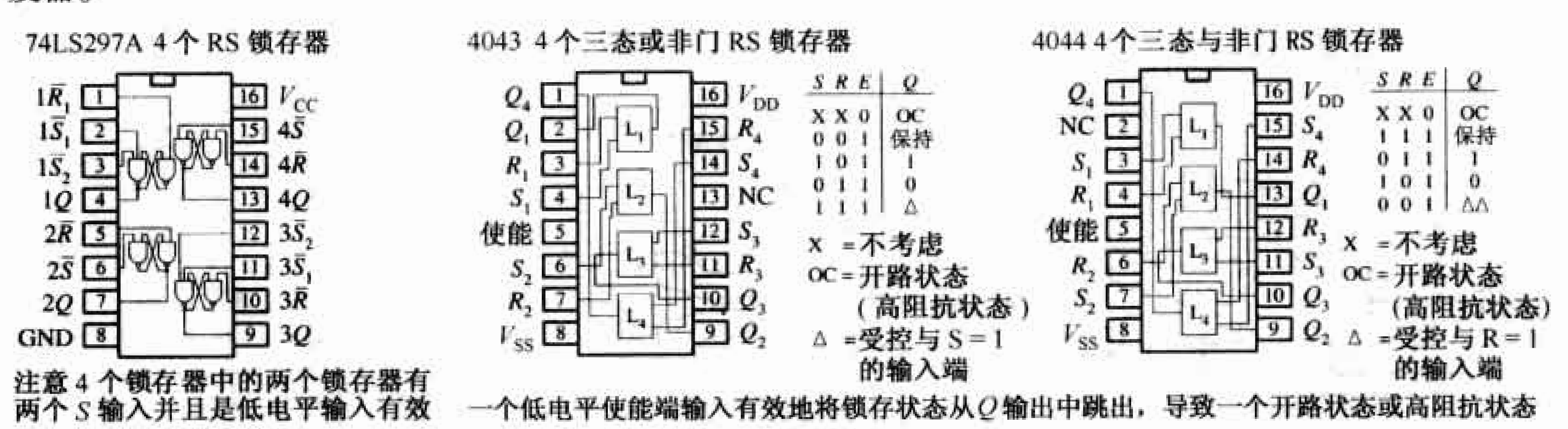
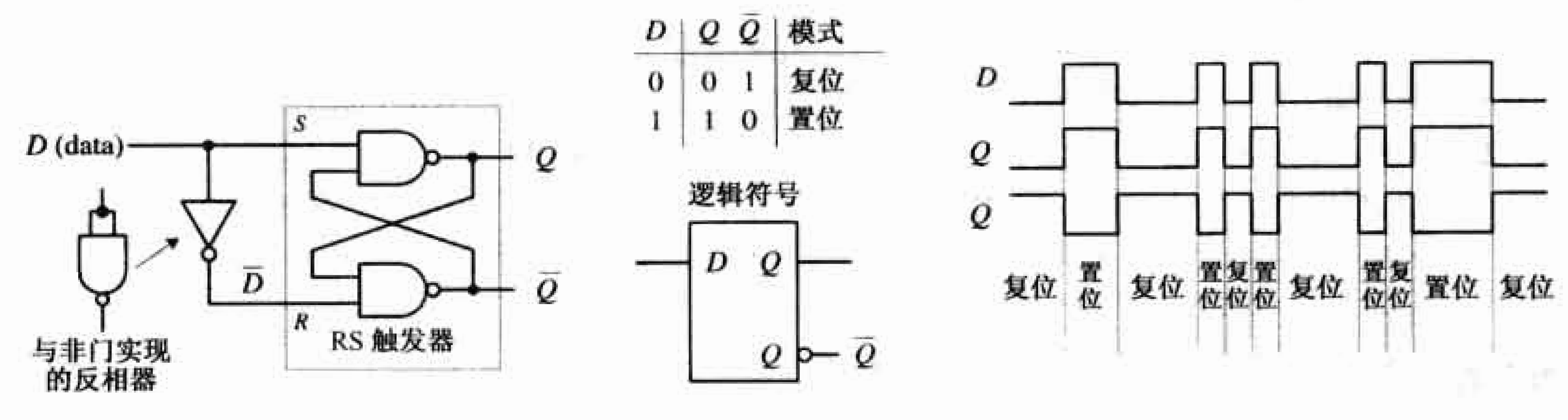


图 12.76 RS 触发器

12.6.3 D 触发器

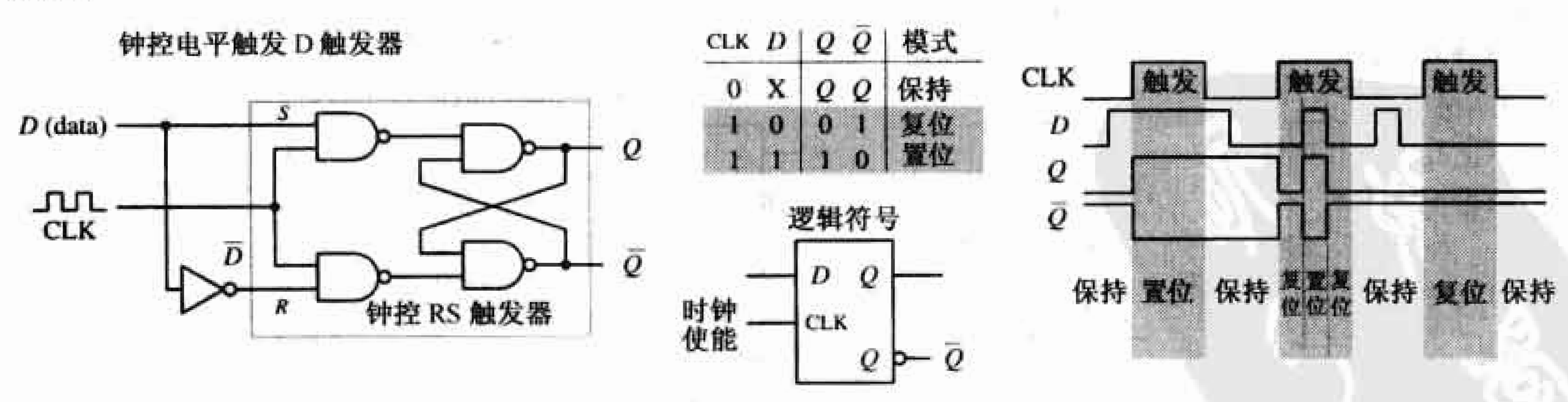
电平触发 D 触发器如图 12.77 所示。D 触发器(数据触发器)是单输入器件。它基于 RS 触发器——S 被 D 代替，R 被 $\overline{D}$ 代替(将 D 输入经过一个反相器，再接到 R 输入端)。反相器确保不定状态(竞争或不使用状态，$S=1, R=1$)不会出现。同时，反相器排除掉保持状态，故只剩下置位($D=1$)和复位状态($D=0$)。



D	Q	$\overline{Q}$	模式
0	0	1	复位
1	1	0	置位

图 12.77 基本的 D 触发器

要生成一个钟控电平触发 D 触发器，只要将反相器接入钟控电平触发 RS 触发器电路中，如图 12.78 所示。



CLK	D	Q	$\overline{Q}$	模式
0	X	Q	$\overline{Q}$	保持
1	0	0	1	复位
1	1	1	0	置位

图 12.78 钟控电平触发 D 触发器

要生成一个钟控边沿触发 D 触发器，则在钟控边沿触发 RS 触发器电路中增加一个反相器，如图 12.79 所示。

图 12.80 是一个常用的边沿触发 D 触发器 IC，7474(例如 74HC74 等)。它包含两个具有异步置位和清零输入端的上升沿触发 D 触发器。

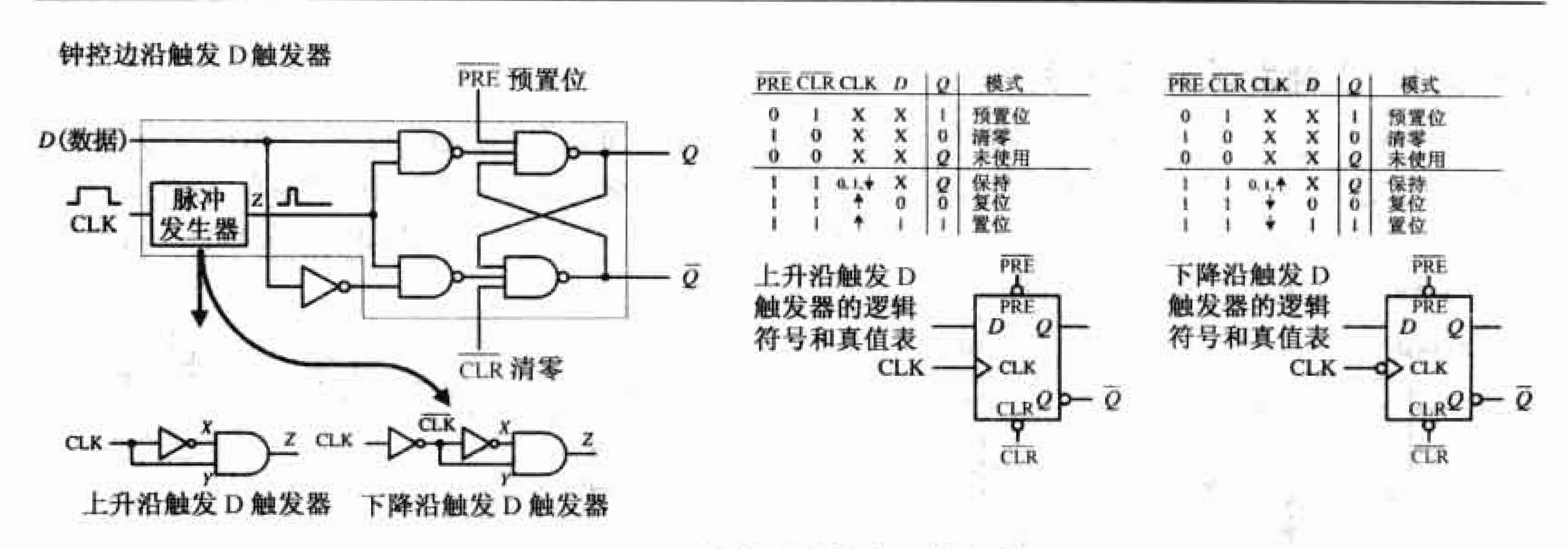


图 12.79 钟控边沿触发 D 触发器

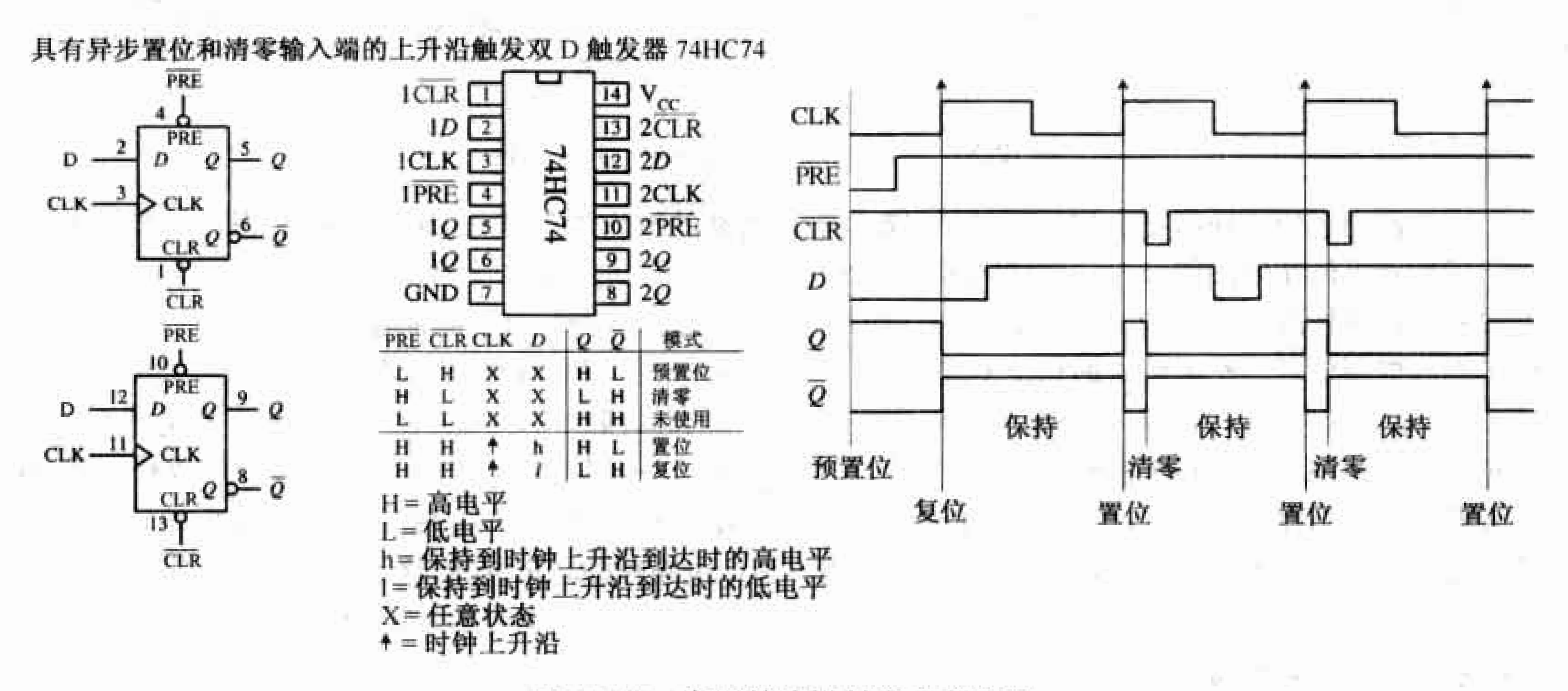
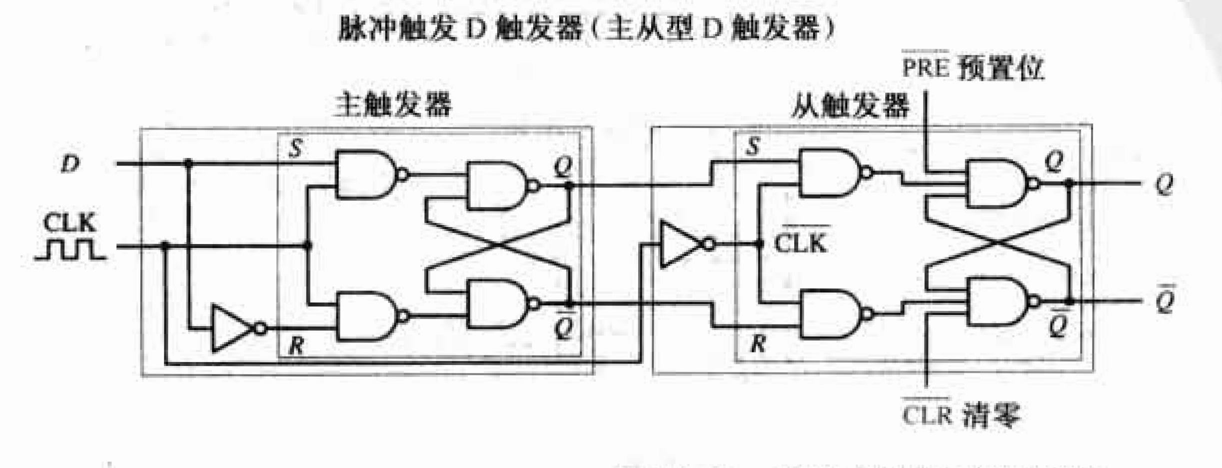


图 12.80 常用的边沿触发 D 触发器

注意图中真值表内的小写字母 l 和 h。对于代表高电平 h 类似于 H，对于低电平 l 类似于 L；为使触发器的输出如真值表所示，必须具备一个额外的条件——在上升沿到达之前，D 触发器的输入端必须固定为高电平(或低电平)持续至少一个建立时间(t_s)。这个条件产生于触发器 IC 现实中的传输延时。如果触发器开关状态转换得太快(对于电子转移没留下足够的时间)，可能得到错误的输出结果。对于 7474，设置时间为 20 ns。因此，使用 7474 时，时钟信号的周期不能在 20 ns 之下。不同的触发器有不同的设置时间，因此使用时应仔细核对制造商的说明书。在本节的末尾将对设置时间以及其他时间参数做出详细的说明。

D 触发器也有使用脉冲(主从)触发的。脉冲触发的触发器在输出反映输入(此处为 D)之前需一个完整的输出脉冲。图 12.81 所示为脉冲触发 D 触发器的基本结构。除了在主触发器的输入端增加了一个反相器以外，其余的与脉冲触发 RS 触发器完全一样。



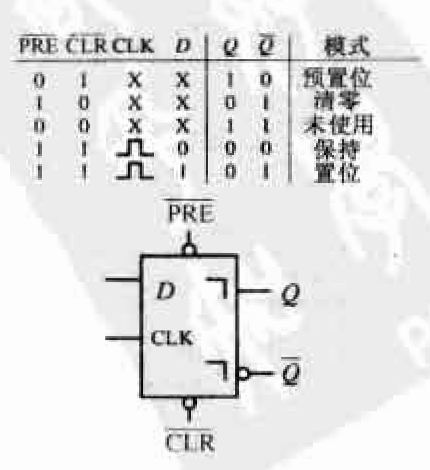


图 12.81 脉冲触发的 D 触发器

12.6.4 D触发器应用示例

在交通灯电路中,一个简单的电平触发D触发器用于控制交通信号(参见图12.82)。当它的D输入端为低电平(复位)时使红灯发光,当D输入端为高电平(置位)时使绿灯发光。同一时间只能有一盏灯发光。

二分频电路使用一个上升沿触发的D触发器将输入信号频率除以2。工作原理很简单:上升沿触发特性与下降沿无关。并可以推算出其余。

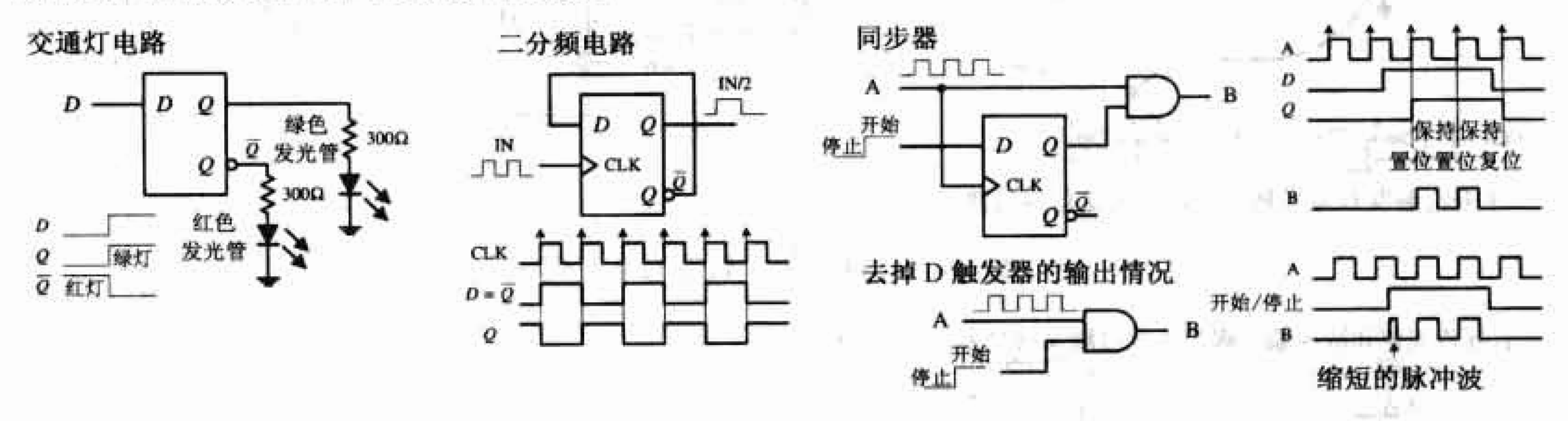


图12.82 用于控制交通信号的D触发器

同步器用于使用外部异步控制信号(可能由开关或别的输入器件获得)来控制同步系统中的某些行为。同步器提供使外部信号的相位与同步系统的相位保持相同的方法。例如,假定想要使用异步控制信号控制同步系统内A点到B点的脉冲数目。可以使用一个简单的使能门,如同步器电路下方所示。但是由于外部控制信号与时钟信号的相位不同步,所以当使用外部控制信号时,可以将首个或最后一个输出脉冲缩短,如下方的时序图所示。但某些应用中不适用缩短的时钟脉冲且可能运行错误,为了避免产生缩短的脉冲,利用边沿触发D触发器生成一个同步器。触发器的时钟信号输入端与输入时钟信号线相连接,D输入端接受外部控制信号,Q输出端连接到与门的使能端。通过这种方式,触发器的Q输出端将不再提供与时钟信号相位不同的使能信号到与门,因此将不会产生缩短的时钟脉冲,这是因为当触发器的CLK输入端接收到一个时钟信号上升沿之后,触发器将忽略下一个时钟信号上升沿之前D输入端的任何变化。

12.6.5 D触发器IC

实际中,将会经常见到许多D触发器或D锁存器集成于一个IC中。例如,图12.83所示的74HC75,包含4个D锁存器。锁存器0和1使用一个共同的低电平有效使能端$E_0 \sim E_1$,锁存器2和3使用一个共同的低电平有效使能端$E_2 \sim E_3$。从功能表可以看出,当相应的使能端为高电平时,Q输出与D输入相同。当使能端为低电平时,Q输出将保存使能端由高电平转换为低电平一个设置时间后D输入端的值。4042是另一种4D触发器IC——下图为其工作说明。D锁存器一般用做总线系统内的数据寄存器。

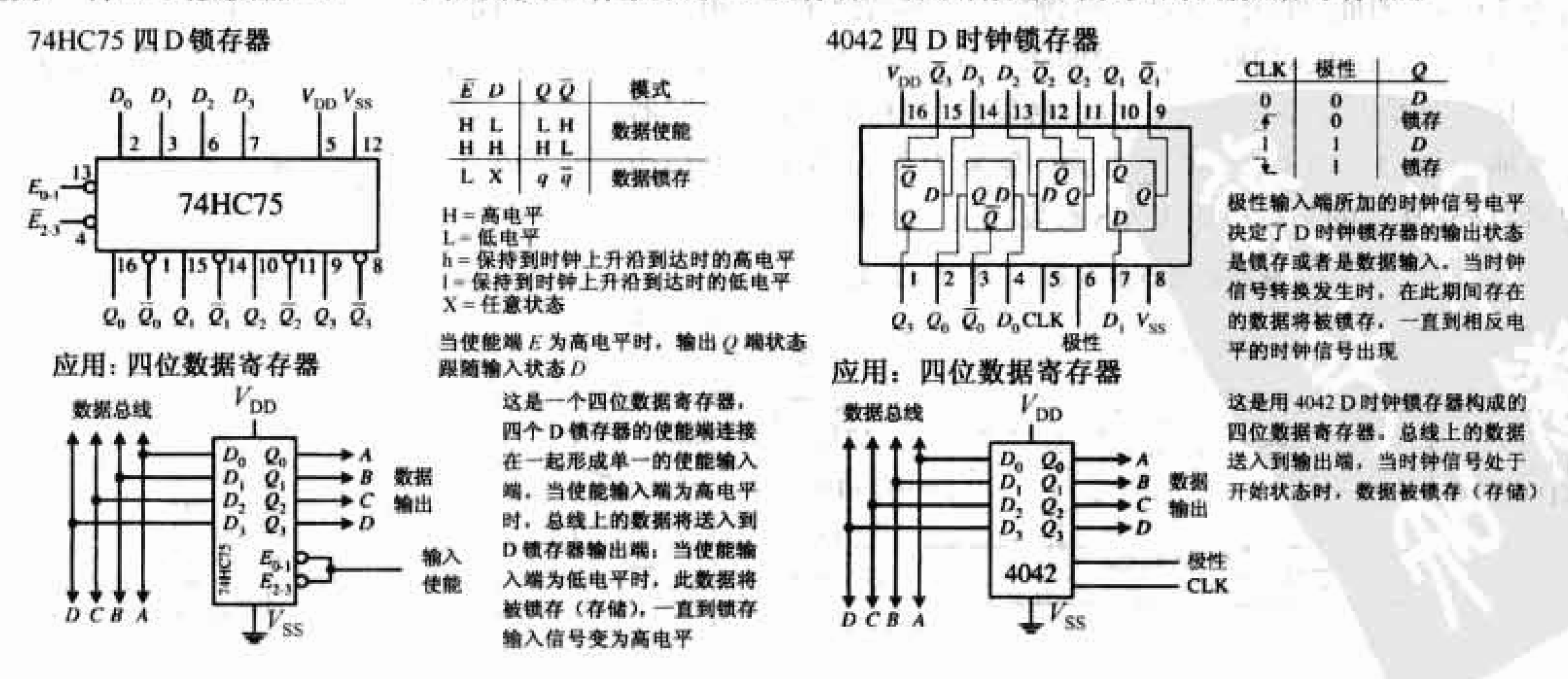
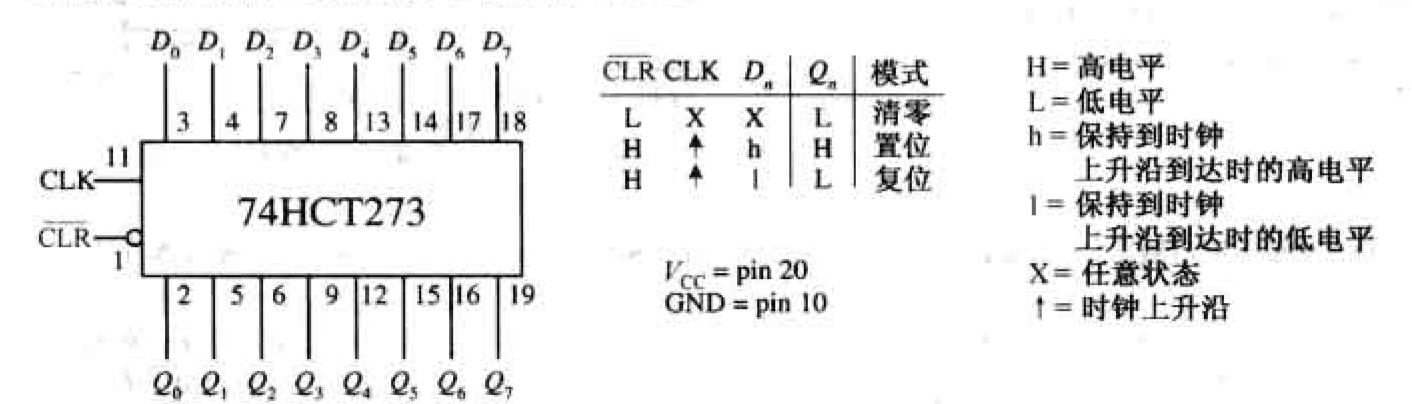


图12.83 4D锁存器和4D触发器IC

人们也经常将 8 个触发器集成于一个 IC 内。这些器件在微处理器系统中经常被用做数据寄存器——在系统中器件共用 8 位或 2 × 8 = 16 位数据或地址总线。图 12.84 所示 74HCT273 为一个 8 D 触发器 IC。在 74HCT273 中，所有的 D 触发器共用一个上升沿触发时钟脉冲输入端和一个低电平有效清零输入端。当时钟输入端接收到一个上升沿，D_0 到 D_7 的输入数据将被存储到 8 个触发器中并显示在 Q_0 到 Q_7 输出端上。要将所有的触发器清零，可在清零输入端接一个负脉冲。

在后面将对 8 触发器 IC 和其他的总线器件做更详细的介绍。

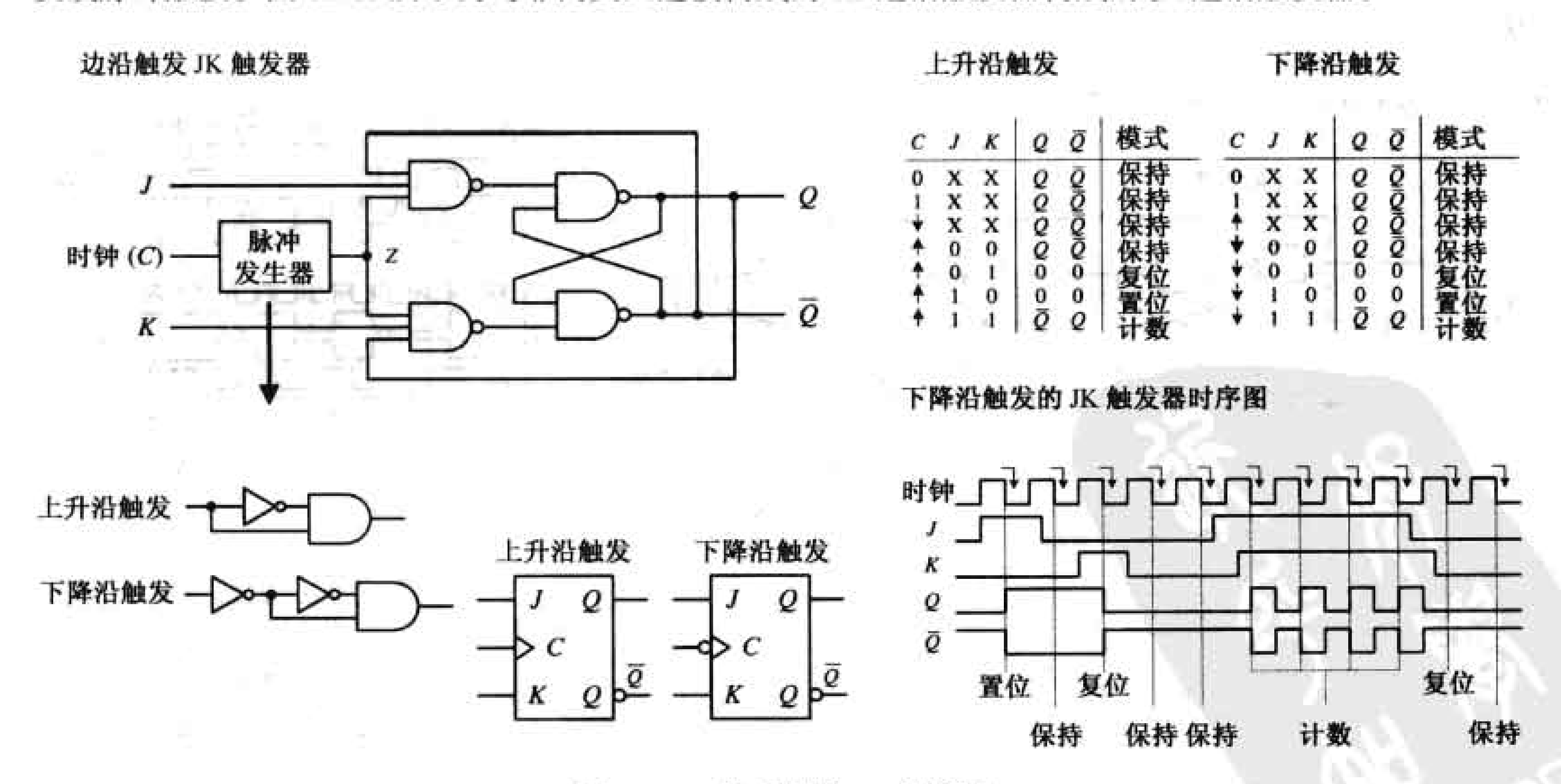


$\overline{CLR}$	CLK	D_n	Q_n	模式
L	X	X	L	清零
H	↑	h	H	置位
H	↑	l	L	复位

图 12.84 8 D 触发器 IC

12.6.6 JK 触发器

最后一种触发器是 JK 触发器。JK 触发器类似于 RS 触发器，其 J 起 S 的作用，K 起 R 的作用。同样地，其具有置位模式（$J = 1, K = 0$）、复位模式（$J = 0, K = 1$）和保持模式（$J = 0, K = 0$）。与 RS 触发器当 $S = 1, R = 1$ 时为不定模式不同，当 $J = 1, K = 1$ 时 JK 触发器为翻转模式。翻转表示在每个有效的时钟信号边沿，Q 和 $\overline{Q}$ 输出端转变为相反状态。要构成 JK 触发器，只需要修改 RS 触发器，在其内部逻辑电路中加入两条在输入与输出端之间交叉连接的反馈线。这种修改使得 JK 触发器不能被电平触发，只能被边沿触发或脉冲触发。图 12.85 所示为与非门交叉连接构成的 RS 边沿触发器构成的 JK 边沿触发器。



上升沿触发

C	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
0	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
1	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
↓	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
↑	0	0	Q	$\overline{Q}$	保持
↑	0	1	0	0	复位
↑	1	0	0	0	置位
↑	1	1	$\overline{Q}$	Q	计数

下降沿触发

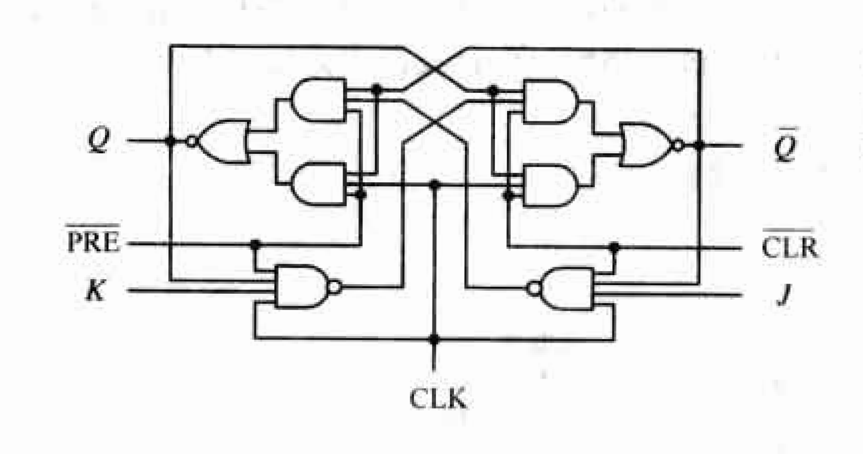
C	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
0	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
1	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
↑	X	X	Q	$\overline{Q}$	保持
↓	0	0	Q	$\overline{Q}$	保持
↓	0	1	0	0	复位
↓	1	0	0	0	置位
↓	1	1	$\overline{Q}$	Q	计数

图 12.85 边沿触发 JK 触发器

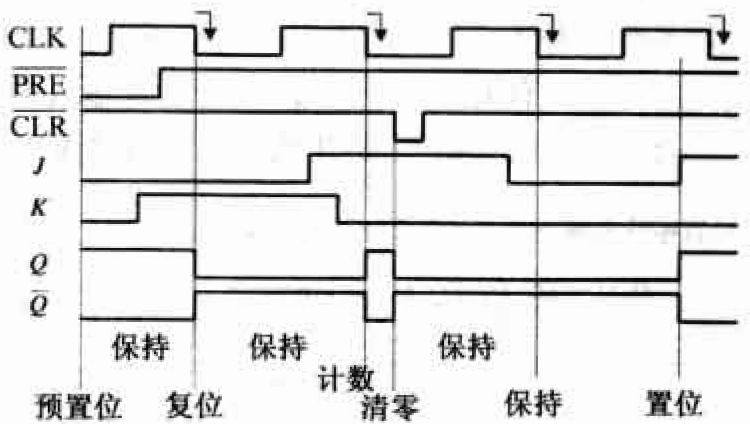
边沿触发 JK 触发器也具有预置位（异步置位）和清零输入端（异步复位），参见图 12.86。

具有预置位和清零输入端的边沿触发 JK 触发器

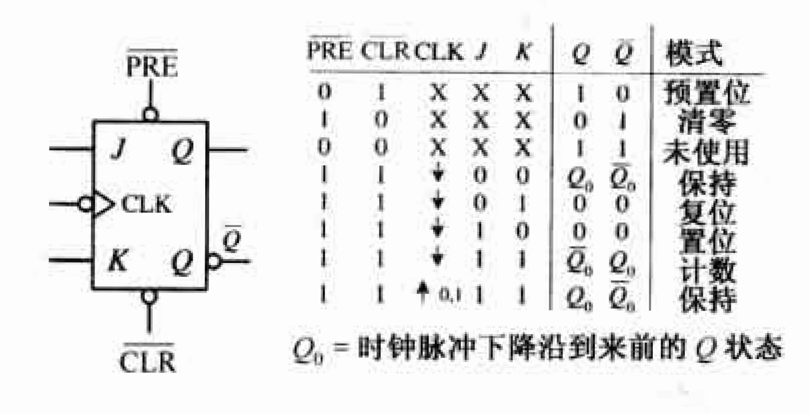
具有预置位和清零输入端的下降沿触发 JK 触发器框图



具有预置位和清零输入端的下降沿触发 JK 触发器时序图



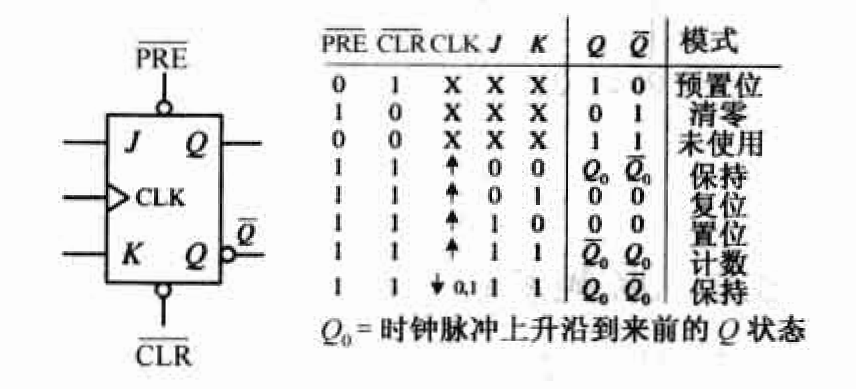
具有预置位和清零输入端的下降沿触发 JK 触发器符号



$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
0	1	X	X	X	1	0	预置位
1	0	X	X	X	0	1	清零
0	0	X	X	X	1	1	未使用
1	1	↓	0	0	Q_0	$\overline{Q}_0$	保持
1	1	↓	0	1	0	0	复位
1	1	↓	1	0	0	0	置位
1	1	↓	1	1	$\overline{Q}_0$	Q_0	计数
1	1	↑ 0,1	1	1	Q_0	$\overline{Q}_0$	保持

Q_0 = 时钟脉冲下降沿到来前的 Q 状态

具有预置位和清零输入端的上升沿触发 JK 触发器符号

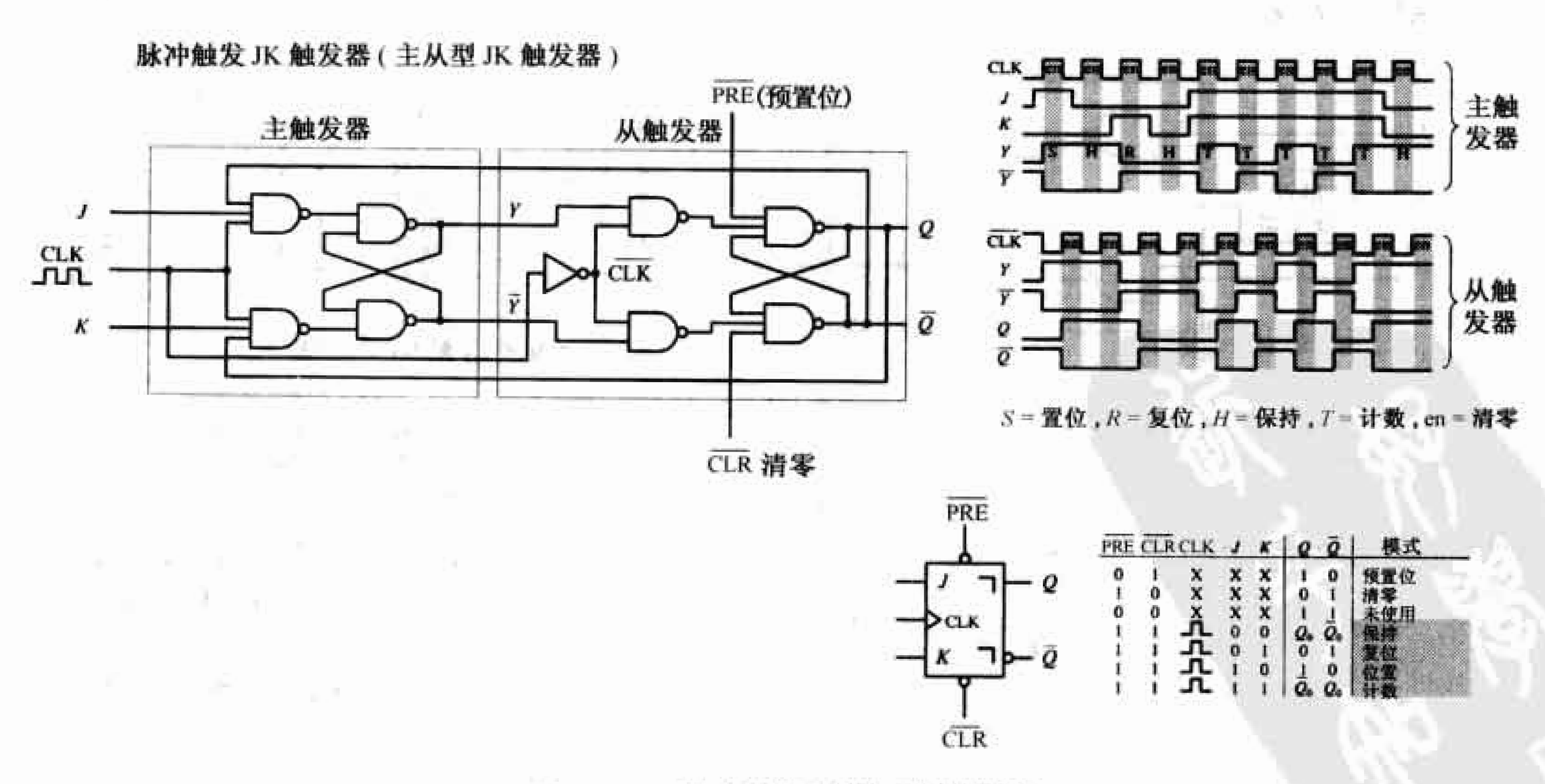


$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
0	1	X	X	X	1	0	预置位
1	0	X	X	X	0	1	清零
0	0	X	X	X	1	1	未使用
1	1	↑	0	0	Q_0	$\overline{Q}_0$	保持
1	1	↑	0	1	0	0	复位
1	1	↑	1	0	0	0	置位
1	1	↑	1	1	$\overline{Q}_0$	Q_0	计数
1	1	↓ 0,1	1	1	Q_0	$\overline{Q}_0$	保持

Q_0 = 时钟脉冲上升沿到来前的 Q 状态

图 12.86 具有预置位和清零输入的边沿触发 JK 触发器

另外一种脉冲触发(主从型)触发器,尽管不如边沿触发 JK 触发器使用普遍——主要是因为后面将讲到可能产生的错误,但也是一种常用的触发器,它与脉冲触发 RS 触发器类似,只是额外具有在从触发器 Q 和 $\overline{Q}$ 输出端与主触发器输入门之间交叉连接的反馈线。图 12.87 为一个简单的 NAND 脉冲触发 JK 触发器。



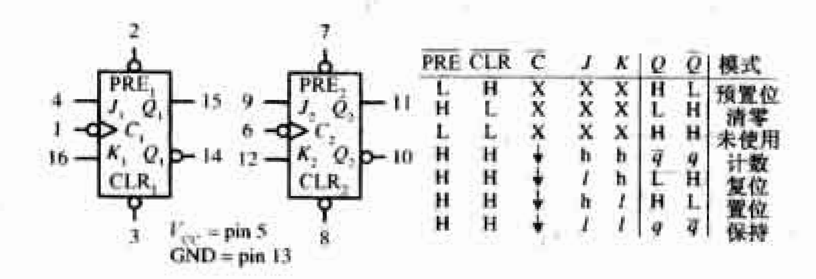
$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
0	1	X	X	X	1	0	预置位
1	0	X	X	X	0	1	清零
0	0	X	X	X	1	1	未使用
1	1	⎍	0	0	Q_0	$\overline{Q}_0$	保持
1	1	⎍	0	1	0	1	复位
1	1	⎍	1	0	1	0	位置
1	1	⎍	1	1	$\overline{Q}_0$	Q_0	计数

图 12.87 脉冲触发(主从型)触发器

脉冲触发 JK 触发器经常遇到一个问题，即触发器偶然会出现一次翻转。当时钟信号为高电平时，由静电噪声等引起的波形干扰出现在 J 和 K 输入端，触发器记录这些干扰信号，并将其判断为真实数据而导致的翻转称为一次翻转。当时钟脉冲持续时间较短时，一次翻转出现的可能性较小；但是当时钟脉冲变长时，一次翻转出现的可能性就变大了。使用边沿触发 JK 触发器可完全避免一次翻转。

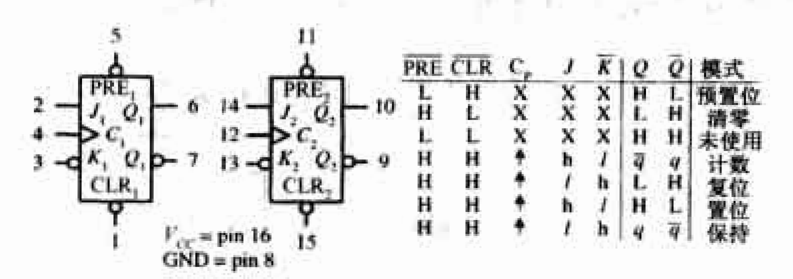
有几种新型的 JK 触发器 IC 如图 12.88 所示。

具有预置位和清零输入端的下降沿触发双 JK 触发器 74LS76



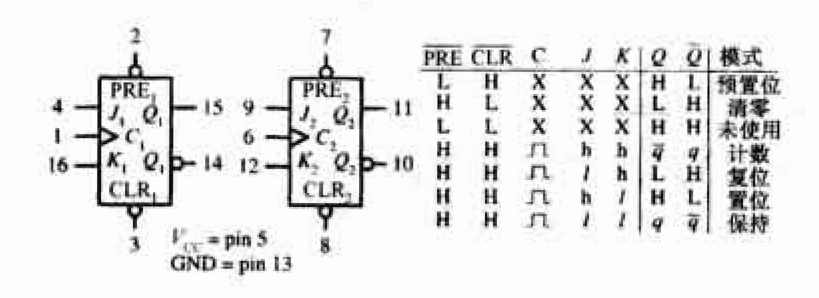
$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	$\overline{C}$	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
L	H	X	X	X	H	L	预置位
H	L	X	X	X	L	H	清零
L	L	X	X	X	H	H	未使用
H	H	↓	h	h	$\overline{q}$	q	计数
H	H	↓	l	h	L	H	复位
H	H	↓	h	l	H	L	置位
H	H	↓	l	l	q	$\overline{q}$	保持

具有预置位和清零输入端的上升沿触发双 JK 触发器 74109



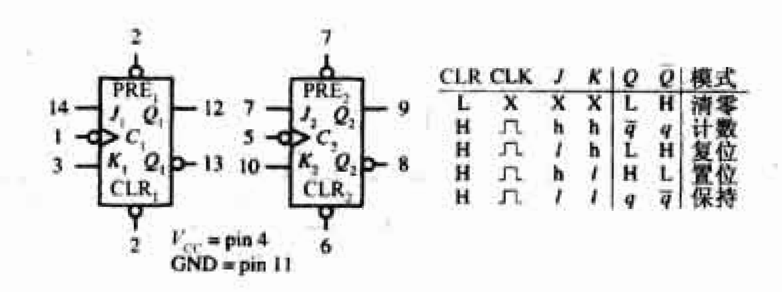
$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	C_p	J	$\overline{K}$	Q	$\overline{Q}$	模式
L	H	X	X	X	H	L	预置位
H	L	X	X	X	L	H	清零
L	L	X	X	X	H	H	未使用
H	H	↑	h	l	$\overline{q}$	q	计数
H	H	↑	l	h	L	H	复位
H	H	↑	h	l	H	L	置位
H	H	↑	l	h	q	$\overline{q}$	保持

具有预置位和清零输入端的脉冲触发双 JK 触发器 7476



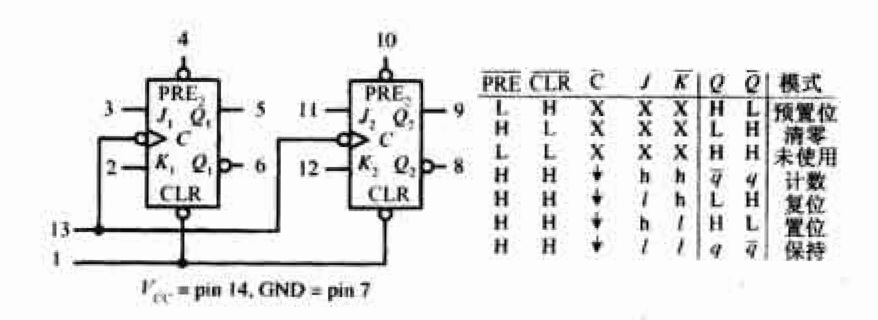
$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	C	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
L	H	X	X	X	H	L	预置位
H	L	X	X	X	L	H	清零
L	L	X	X	X	H	H	未使用
H	H	⎍	h	h	$\overline{q}$	q	计数
H	H	⎍	l	h	L	H	复位
H	H	⎍	h	l	H	L	置位
H	H	⎍	l	l	q	$\overline{q}$	保持

具有清零输入端的脉冲触发双 JK 触发器 74HC73



CLR	CLK	J	K	Q	$\overline{Q}$	模式
L	X	X	X	L	H	清零
H	⎍	h	h	$\overline{q}$	q	计数
H	⎍	l	h	L	H	复位
H	⎍	h	l	H	L	置位
H	⎍	l	l	q	$\overline{q}$	保持

具有公共时钟脉冲输入端的脉冲触发双 JK 触发器 74114



$\overline{PRE}$	$\overline{CLR}$	$\overline{C}$	J	$\overline{K}$	Q	$\overline{Q}$	模式
L	H	X	X	X	H	L	预置位
H	L	X	X	X	L	H	清零
L	L	X	X	X	H	H	未使用
H	H	↓	h	h	$\overline{q}$	q	计数
H	H	↓	l	h	L	H	复位
H	H	↓	h	l	H	L	置位
H	H	↓	l	l	q	$\overline{q}$	保持

H = 高电平
h = 低电平
L = 保持到时钟上升沿到达时的高电平
l = 保持到时钟上升沿到达时的低电平
X = 任意状态
⎍ = 正时钟脉冲
↑ = 时钟上升沿
↓ = 时钟下降沿

图 12.88　几种 JK 触发器

12.6.7 JK 触发器应用

JK 触发器主要用于计数器电路和移位寄存器电路。下面简单介绍一种计数器，而移位寄存器和其他的计数器将在本章后面介绍。

异步计数器

如图 12.89 所示，将 4 个 JK 触发器连接在一起，可以构成一个简单的十六进制异步计数器(十六进制，意味着计数器有 16 种组合状态)。这代表它可以计数从 0～15(0 也是一种计数状态)。

在异步计数器中，每个触发器都被固定为翻转模式(J 和 K 都保持为高电平)。时钟信号连接到第一个触发器上，在输出端 Q_0 输出二分频后的时钟信号——翻转的结果；第二个触发器在其时钟信号输入端接收 Q_0 的输出并同样对其二分频。依次类推，最终将得到一个 4 位二进制数。末位为 Q_0，首位为 Q_4。当计数到达 1111，则循环回 0000 并从新开始计数。任何时间低电平有效的清零端收到负脉冲，计数器复位。使用输出端，可使计数器从 1111 到 0000 反过来计数。

上面的异步计数器也可以作为 2，4，8，16 分频电路，只需要将想要分频的输入信号代替时钟脉冲信号。要获得二分频电路，只需要第一个触发器；要获得八分频电路，需要使用前 3 个分频器。

在十六进制计数器中增加触发器可以获得更高进制的计数器。但是如何构成非 2，4，8，16 进制的计

数器？例如，构成一个十进制计数器。同样地，如何使触发器在计数达到特定值时停止计数并触发某些器件，例如LED灯或蜂鸣器。图12.90正是这种电路。

要构成十进制计数器，只需要在十六进制计数器基础上，将 Q_0 和 Q_3 输出连接到与非门上，如图12.90所示。当计数到达9(1001)，Q_0 和 Q_3 输出均为高电平，使得与非门的输出为低电平。电流流入与非门且点亮LED灯，同时使时钟使能门失效并停止计数(当与非门为高电平时，LED两端无电压差，故不被点亮)。要重新开始计数，低电平有效清零端应即刻为负脉冲。要构成十五进制的计数器，可使用图12.90所示的基本步骤，只不过需要将 Q_1，Q_2 和 Q_3 输出连接到一个3输入与非门上。

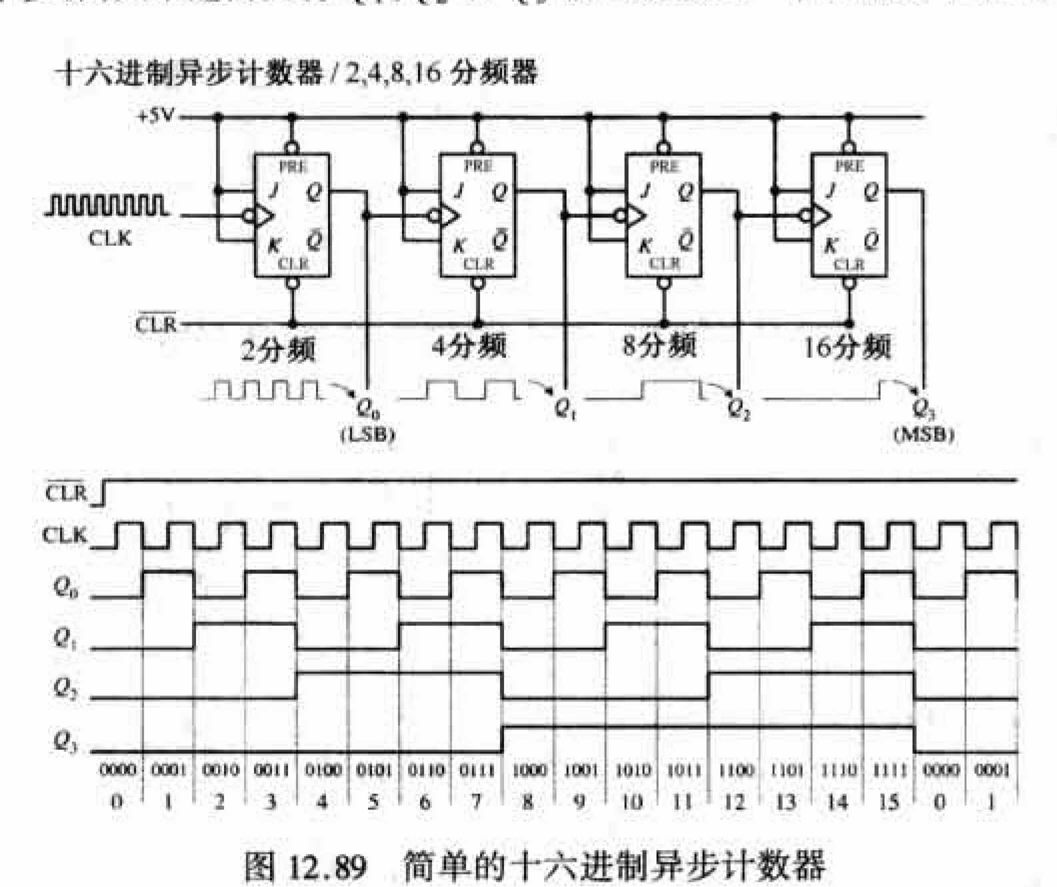


图12.89 简单的十六进制异步计数器

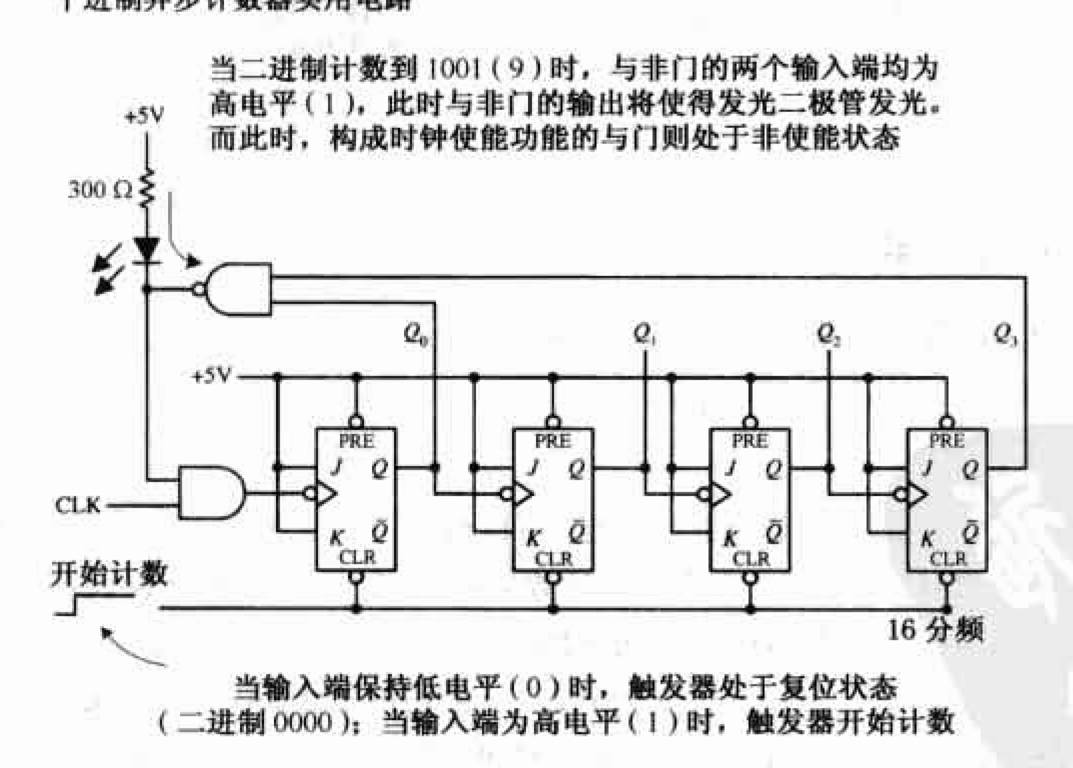


图12.90 十进制异步计数器

同步计数器

前面介绍的异步计数器有一个缺点。当触发器的输出状态逐级传递时(从第一个钟控触发器开始)，因为在所给的触发器中存在内部传播延时，所以由初始时钟信号引起的输出状态改变需要一定的时间。

一个标准的 TTL 触发器可能有 30 ns 的触发延时。如果连接 4 个触发器构成十六进制触发器，在最后一个触发器的输出端积累的延时可能达到 120 ns。当使用高精度同步系统时，如此大的延时可能导致时间问题。

为了避免长延时，可使用同步计数器。同步计数器所含触发器的时钟信号输入端由共用的时钟线在同一时刻驱动。这意味着每个触发器输出的转变发生在同一时间。现在，需要在不同触发器输入和输出端之间增加逻辑电路以产生期望的计数波形。例如，生成 4 位十六进制同步计数器需要增加两个额外的与门，如图 12.91 所示。与门用于保持触发器处于保持状态（若逻辑门的两个输入端均为低）或翻转状态（若逻辑门的两个输入端均为高）。因此，在 0-1 计数区间，第一个触发器处于翻转状态（或总是如此）；其余触发器处于保持状态。在 2-4 计数区间，头两个触发器处于翻转状态，后两个触发器处于保持状态。在 4-8 计数区间，第一个与门起效，允许第三个触发器翻转。当 8-15 计数区间时，第二个与门起效，允许最后一个触发器翻转。通过研究电路和时序波形，可以自己分析细节。

讨论的同步和异步计数器虽然比较简单，但现在很少使用。在实际中，若需要计数器，无论是异步还是同步，都可以使用计数器 IC。这些 IC 经常是十进制或十六进制计数器，且通常具备许多额外的功能。例如，许多 IC 可以通过并行输入线预置为要求的数字。有些允许通过控制输入而设为顺计数或倒计数。关于计数 IC 在后面将会详细讨论。

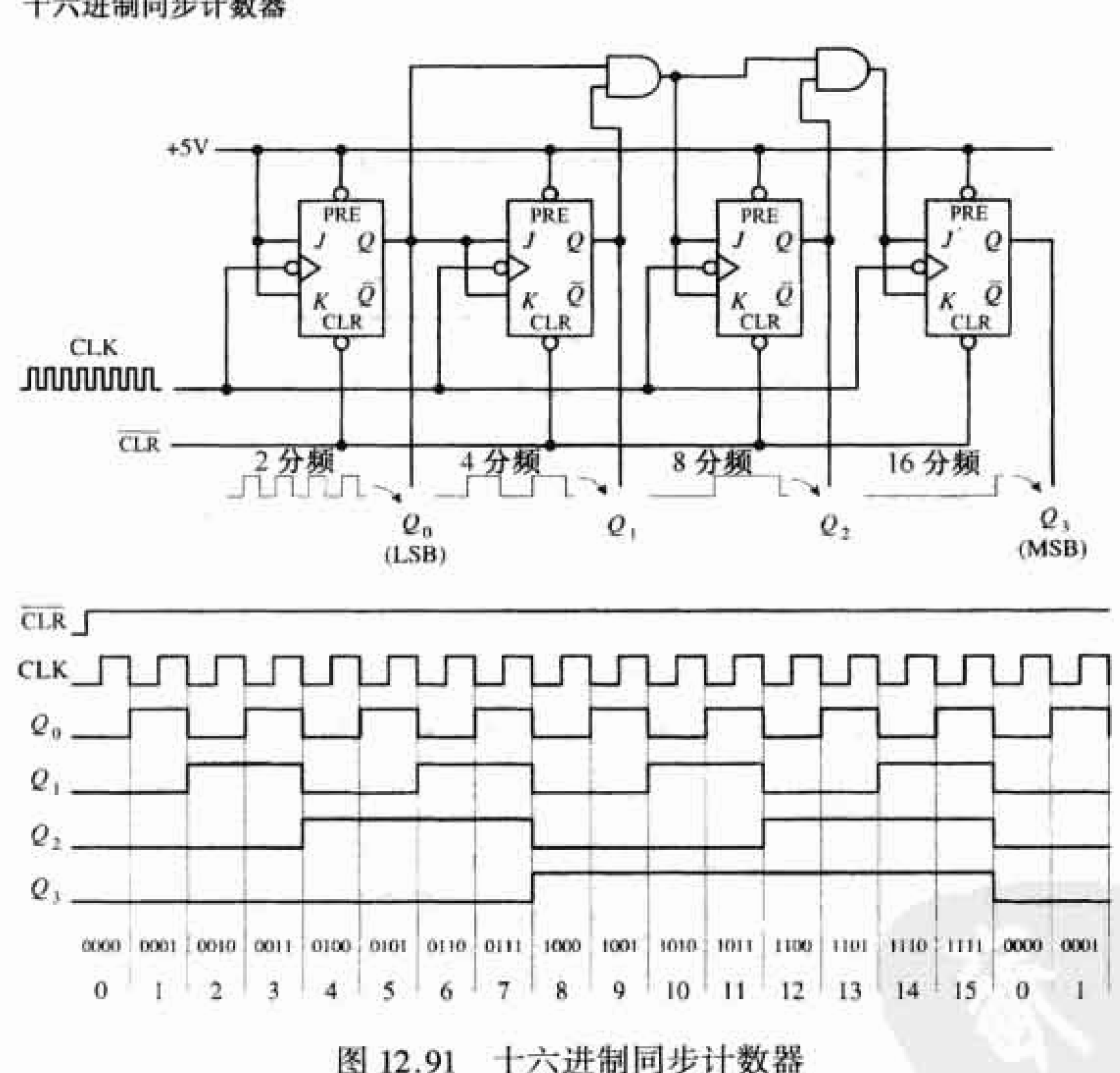


图 12.91　十六进制同步计数器

12.6.8　触发器的时间问题

当使用触发器时，避免竞争非常重要。例如，假定要提供一个高或低电平脉冲到 JK 触发器输入端，同时也提供了一个有效时钟边沿，可能将产生典型的竞争。因为 JK 触发器使用的是时钟边沿到达瞬间出现在输入端的信号，若此时输入有高低电平的转换，由于不能决定此时输入的电平高低——处于两者之间，将产生问题。为了避免此种类型的竞争，在触发器的时钟有效转变之前，必须保持触发器的输入为高或低电平一个建立时间 t_s。若输入在时钟边沿 t_s 内发生变化，输出信号将不再可靠。要确定所给触发器的建

立时间，必须参照厂商的说明书。例如，74LS76 JK 触发器的最小建立时间为 20 ns。其余的时间参数，如保持时间、传播延时，也由厂商给出。这些参数代表的意思如下图描述。

触发器的时间参数

时钟输出延迟，数据置位和保持时间，以及时钟脉冲宽度如图 12.92 所示。

重要参数

建立时间 t_s——输入信号在有效时钟边沿到来之前必须保持的时间。对于典型的触发器，t_s 约为 20 ns。

保持时间 t_h——输入信号在有效时钟边沿到来之后必须保持的时间。对于大多数触发器为 0 ns，这意味着输入信号在有效时钟信号到来之后不需要被保持。

t_{PLH}——从时钟触发到输出由低电平变为高电平所需的时间。触发器的典型 t_{PLH} 约为 20 ns。

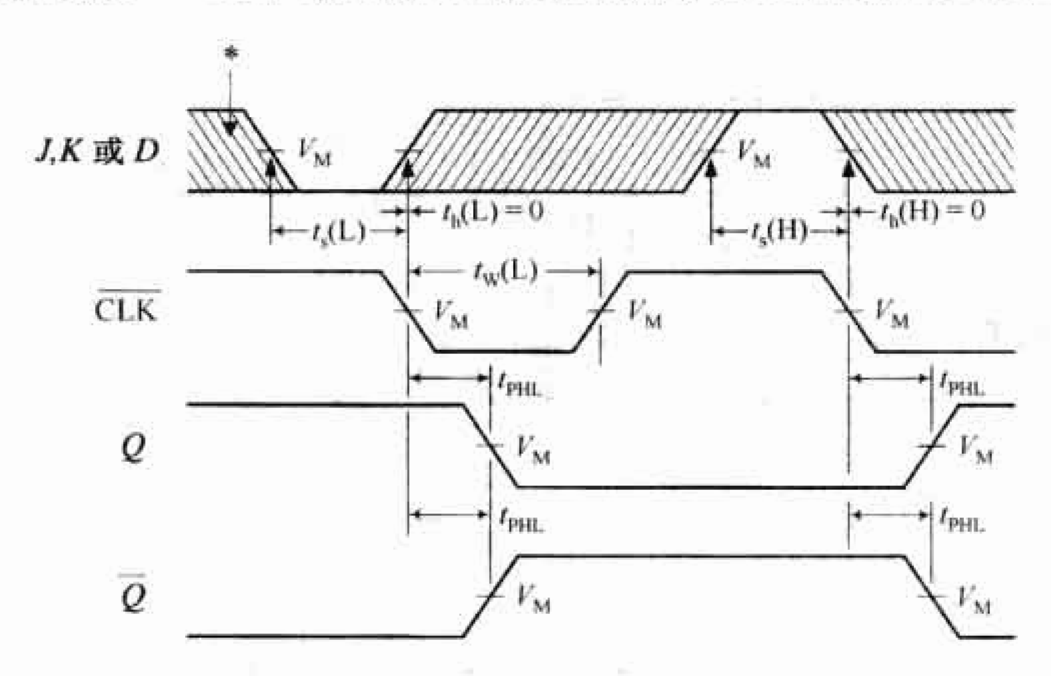
t_{PHL}——从时钟触发到输出由高电平变为低电平所需的时间。触发器的典型 t_{PHL} 约为 20 ns。

f_{max}——时钟输入的最大允许频率。任何超出此限制的频率将导致运行不可靠。

t_W(L)——时钟脉冲低电平宽度，可靠运行允许的时钟输入为低电平时的最小宽度(纳秒级)。

t_W(H)——时钟脉冲高电平宽度，可靠运行允许的时钟输入为高电平时的最小宽度(纳秒级)。

预置位或清零脉冲宽度——也由 t_W(L)给出，预置位或清零输入的低电平脉冲最小宽度(纳秒级)。



* 阴影区域表示当输入状态改变时可以确定对应的输出状态

预置位和清零的输出延迟，预置位和清零的脉冲宽度

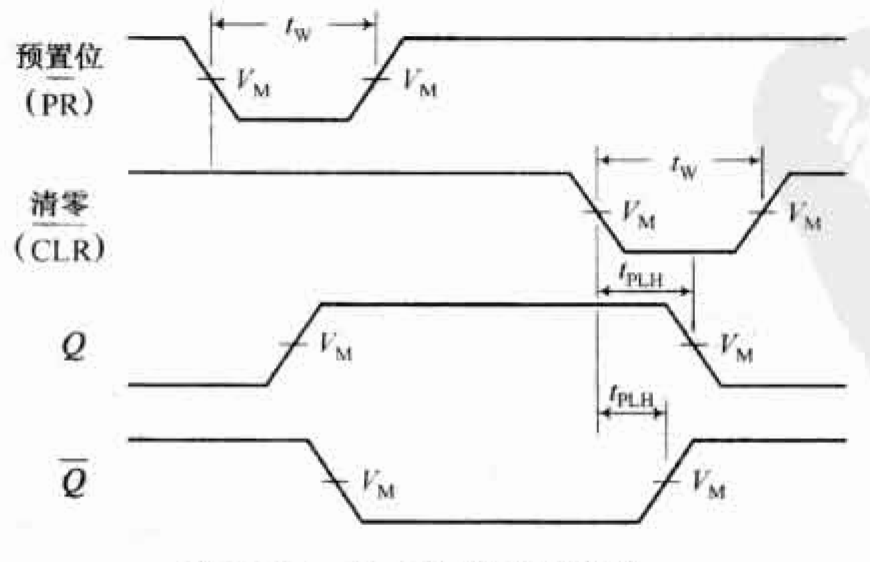


图 12.92 触发器的时间参数

12.6.9 数字时钟信号生成器和单脉冲生成器

在前面的学习中，已经了解了时钟信号和单脉冲控制信号的重要性，下面介绍一些可以产生这些信号的电路。

时钟(无稳态多谐振荡器)

时钟是一个方波振荡器。在第 9 章已经讨论过方波的生成方法，这里将给出一些实用的电路。数字时钟既可以由分立元件如逻辑门、电容器、寄存器和石英晶体构建，也可以直接购买 IC。图 12.93 是一些时钟信号生成器的例子。

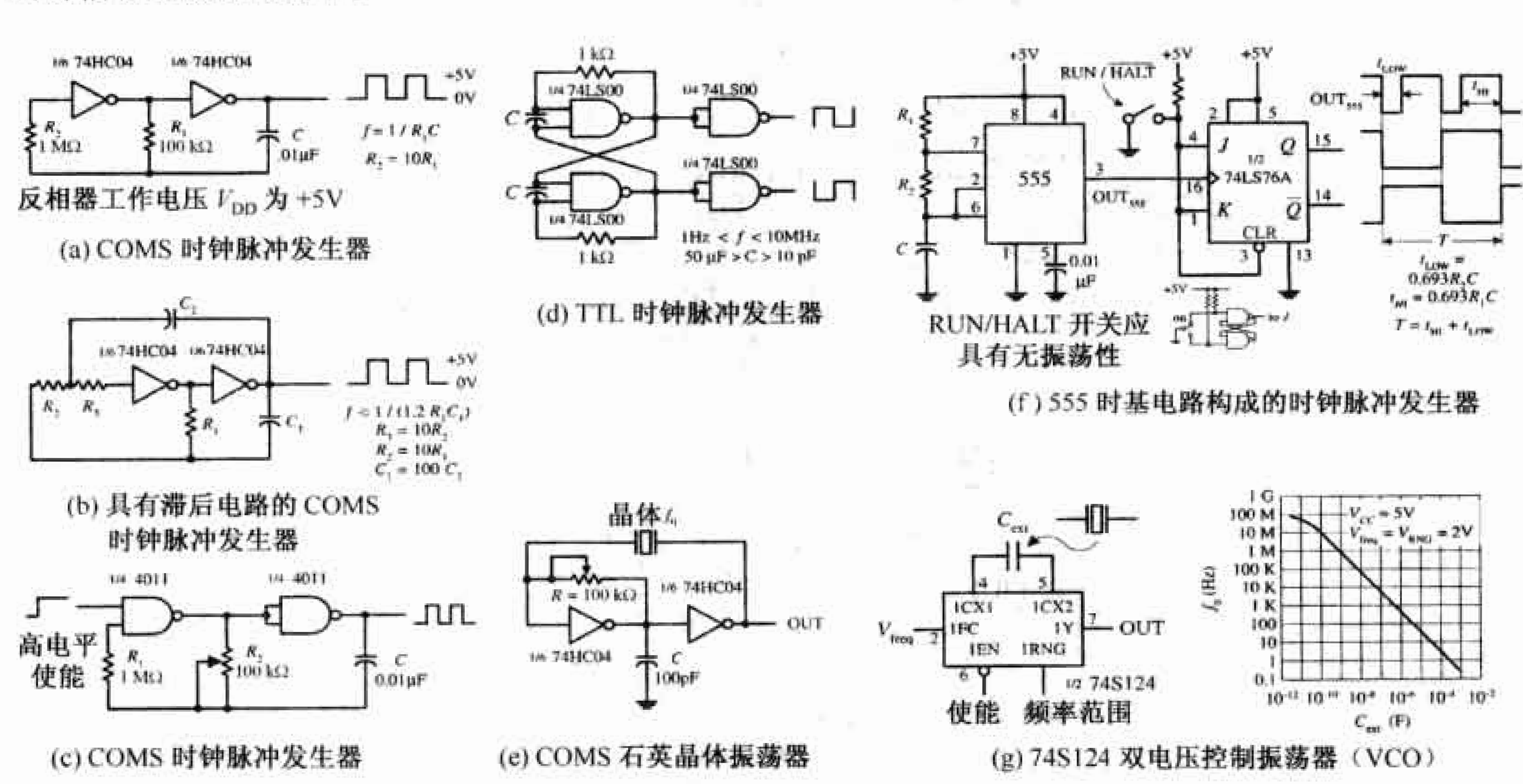
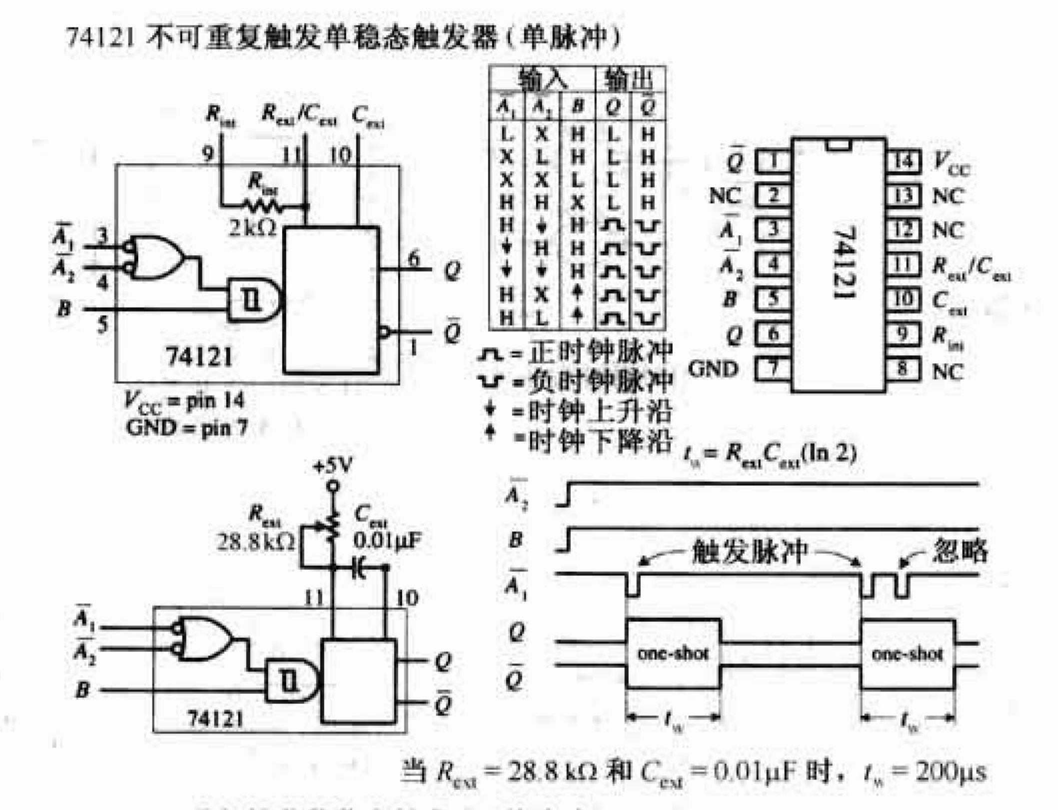


图 12.93 图 12.93(a)两个反相器连接在一起形成一个具有方波输出的 RC 弛张振荡器。输出频率取决于RC时间常数，如图中所示；图12.93(b)中的振荡器有一个问题——可能因为两个逻辑门的转换区域不同而不振荡，也可能因为左侧逻辑门电压增加的有限性使得实际工作频率比计算值稍小。图12.93(b)所示电路通过增加经由新加RC网络的滞后作用解决上述问题；图12.93(c)振荡器使用两个CMOS与非门和具有可调电阻的RC定时网络设置频率。可以获得最大频率约为2 MHz的方波输出。使能导线可以连接到第一个逻辑门的另一个输入端，作为时钟使能输入(当导线输入高电平时，时钟起效)；在图12.93(d)中，一个TTL RS触发器和两个反馈电阻形成RC弛张型结构以生成方波。时钟的频率取决于 R 和 C 的值，如图中所示。改变 C_1 和 C_2 的比值可以改变占空比；在图12.93(e)中，当要求时钟信号生成器具有高稳定性时，最好选择石英晶体振荡器。这里使用了一对CMOS反相器和一个反馈石英晶体(详见第8章)。工作频率取决于石英晶体(例如2 MHz，10 MHz等)。振荡器使用前应先校准；图12.93(f)中的555定时器处于无稳态模式时可以用于生成方波。对处于翻转模式的JK触发器输入等间隔触发信号以使得高低电平时间相同，同时提供时钟使能控制。图中时序表和等式对此做出表述；图12.93(g)中，74S124双电压控制振荡器(VCO)可以以一定频率输出方波。方波的频率取决于外部电容的值以及提供到其频率范围输入端(V_{RNG})和频率控制输入端(V_{freq})的电压值。图中曲线图显示当 V_{RNG} 和 V_{freq} 固定为2 V时，频率随外接电容变化的关系。此器件也具有低电平有效的使能输入端。其他一些设计作为时钟信号生成器的VCO包括74LS624，4024和4046(PLL)。在电子元器件目录中可以找到更多的器件

单稳态触发器

要获得具有期望宽度的单脉冲，可以使用称为单稳态触发器的分立器件。单稳态触发器只有一个稳定状态，高电平(或低电平)，且可以被触发到它的不稳定状态低电平(或高电平)持续一段时间，时间长度取决于 RC 网络。单稳态触发器可以由逻辑门、电容和电阻构成。这些电路不在这里讨论。若需要使用单稳态触发器，可以购买单稳态触发器 IC，价格大约为 50 美分。

图 12.94 所示为两种常用的单稳态触发器 IC：74121 不可重复触发单稳态触发器和 74123 可重复触发单稳态触发器。



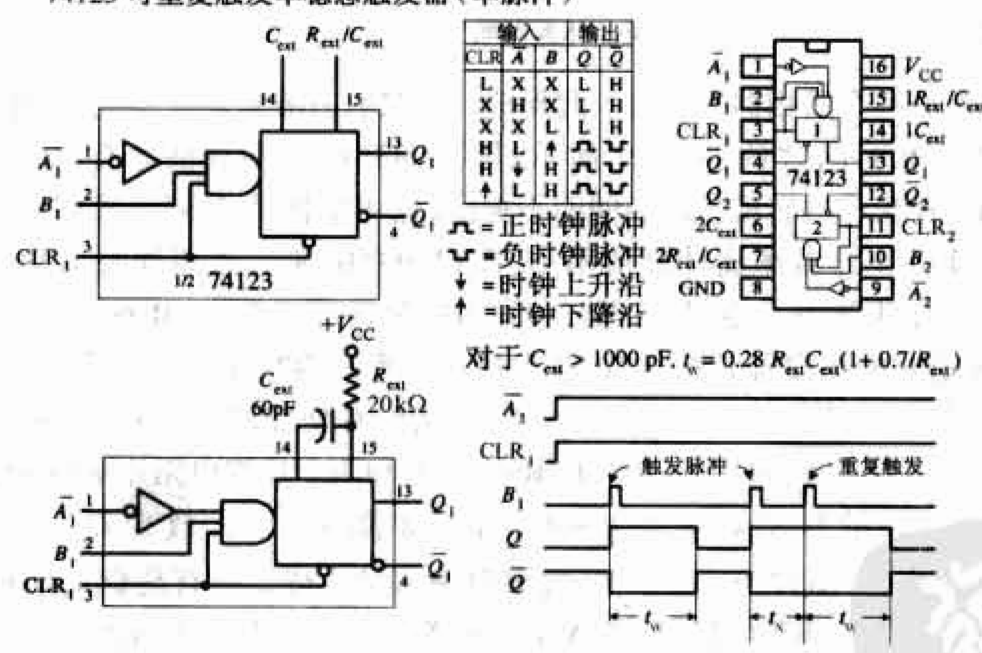


图 12.94　两种常用的单稳态触发器

74121 具有三个触发输入端($\overline{A_1}$，$\overline{A_2}$和 B)，原反输出端(Q，$\overline{Q}$)，以及 RC 网络相连接的 RC 输入端(R_{ext}/C_{ext}和 C_{ext})。触发 74123 产生单脉冲，可以从图中真值表所示 5 种触发组合中任意选择 1 种。但是，当处理上升较慢的信号或噪声信号时，最好在 B 端触发，这是因为信号直接输入到一个内部施密特触发反相器上(滞后作用)。设定期望的输出脉冲宽度(t_w)，可以在 R_{ext}/C_{ext}和 C_{ext}输入端连接一个电容电阻组合电路，如图 12.94 所示(单稳态触发器在内部提供了一个 2 kΩ 电阻，电阻既可以单独使用——将 pin 9 与 V_{CC} 相连同时将电容接在 pin 10 和 pin 11 之间，也可以与连接在 pin 9 上的外部电阻串联使用。这里内部电阻未被使用)。通过图中制造商提供的公式，可以决定外部电阻和电容值。可靠运行时，t_w 最大值不应超过

28 s($R = 40$ kΩ, $C = 1000$ μF)。另外,74121 是不可重复触发单稳态触发器。当器件处于暂稳态时,触发信号将被忽略。

74123 是一个双可重复触发单稳态触发器。这个器件不会忽略暂稳态期间的触发信号。相反,当暂稳态期间有新触发信号时,暂稳态将继续保持 t_w 时间。换言之,触发器被重复触发。74123 有两个触发输入端($\bar{A}$ 和 B)和一个清零输入端(CLR)。当 CLR 为低电平时,触发器强制恢复到稳定状态($Q = 0$)。当 $C_{ext} > 1000$ pF 时,可用图中的公式计算 t_w。当 $C_{ext} < 1000$ pF 时,使用制造商提供的 $t_w/R_{ext}/C_{ext}$ 图查找 t_w。

除了作为单脉冲生成器外,单稳态触发器也可以组合起来作为延时电路和时序电路,参见图 12.95。

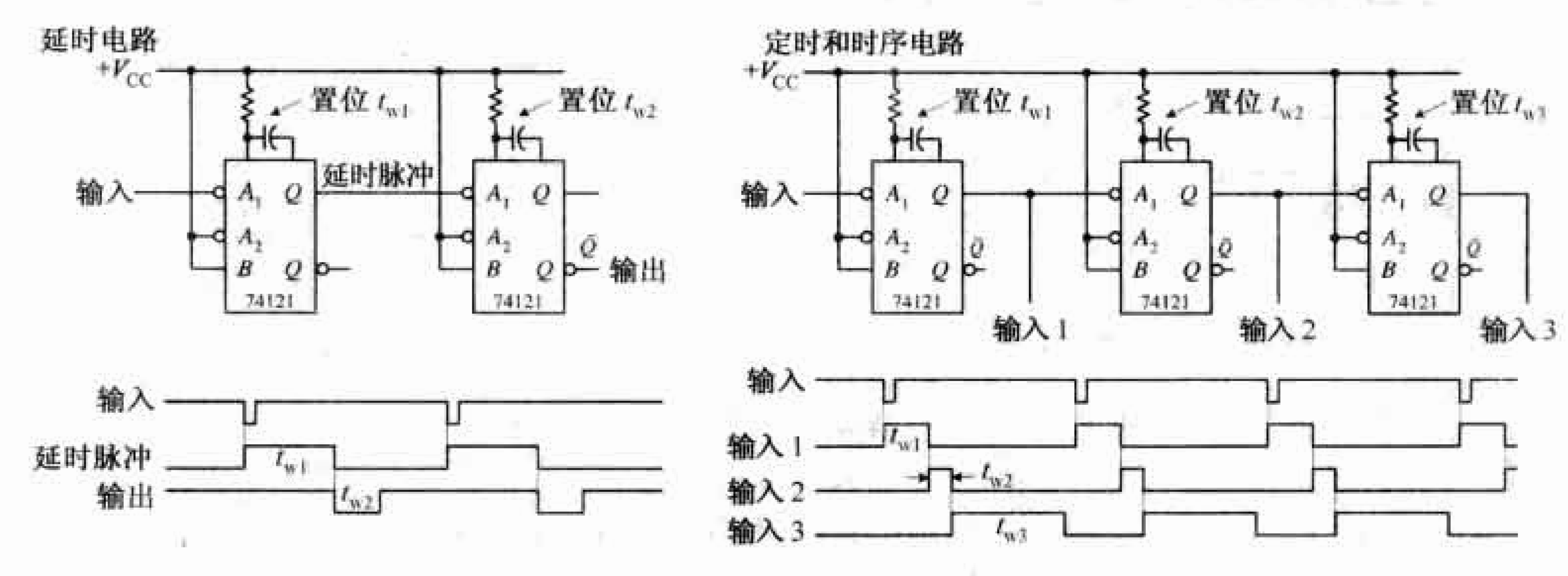


图 12.95　延时电路和时序电路

如果没有单稳态触发器 IC,如 74121,可以使用 555 时基电路连接为单稳态电路(参见图 12.96)代替(555 定时器在第 8 章讲述过)。

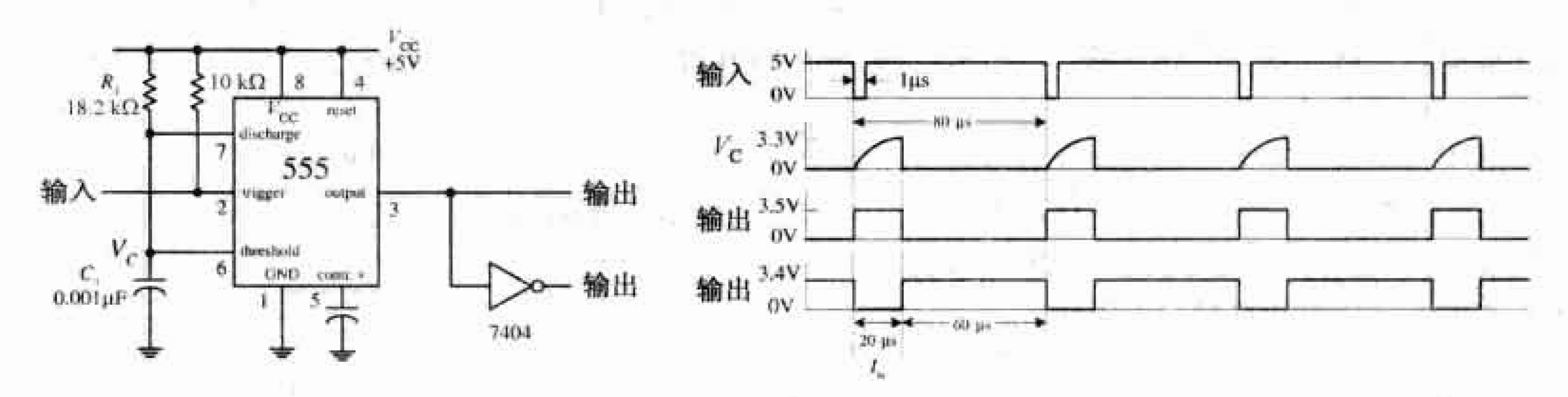


图 12.96　使用 555 时基电路构成的单稳触发器和输出波形

单脉冲/连续时钟信号生成器

图 12.97 所示电路为一种单脉冲/连续时钟信号发生器,当进行逻辑电路试验时非常有用,下面是其工作原理的说明。

在此电路中,开关 S_2 用于选择输出单脉冲或连续时钟信号。当 S_2 处于单脉冲位置时,由与非门交叉连接形成的 RS 触发器(开关弹起)处于置位状态($Q = 1, \bar{Q} = 0$)。这使得与非门 B 失效同时使与非门 A 起效。允许单稳态触发器产生的单脉冲输出到逻辑门 C 的输出端。可通过开关 S_1 触发单脉冲。当 S_2 处于连续位置时,RS 触发器处于复位状态($Q = 0, \bar{Q} = 1$)。这使得与非门 A 失效同时使与非门 B 起效。允许 555/触发器产生的单脉冲输出到逻辑门 C 的输出端(为了避免混淆,使用 C 门来防止输出同时出现低电平和高电平)。

12.6.10　供电自动清零电路

在时序逻辑电路中,当器件首次供电使用时,通常应对其清零。这可以确保器件,例如触发器和其他的时序逻辑电路 IC,不以异常的初始方式(例如,计数 IC 从 1101 而不是 0000 开始计数)开始工作。下面是一些供电自动清零的技术(参见图 12.97 和图 12.98)。

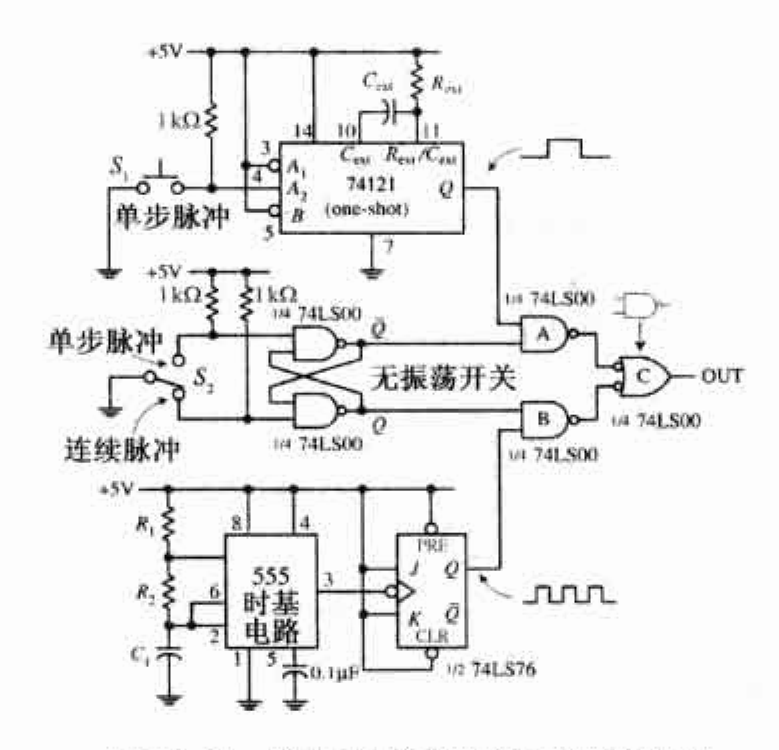


图 12.97　单脉冲/连续时钟信号发生器

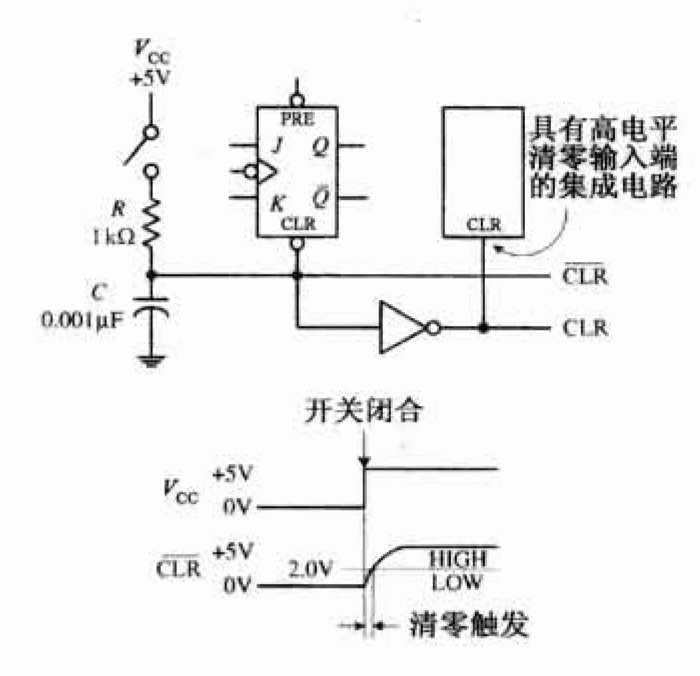


图 12.98　供电自动清零电路

假定在电路中有一个器件拥有的 JK 触发器需要在供电开始时清零。为了将触发器清零,然后快速返回到同步工作状态,应该在其低电平有效清零输入端接入低电平(0),然后转为高电平(对于 74LS76 JK 触发器至少需要 2.0 V)。实现此功能的一个简单方法是使用与图中所示电路类似的 RC 网络。当电源关断(开关打开)时,电容未被充电(0 V)。这意味着$\overline{CLR}$为低电平(0 V)。一旦电源接通(开关闭合),电容开始充电直到达到 V_{CC}(+5 V)。但是,在电容电压达到 2.0 V 之前,$\overline{CLR}$对于低电平有效清零输入端来说为低电平。经过 t_{RC}的时间之后,电容电压将达到 V_{CC}电压的 63%,即 3.15 V。经过 $t=5RC$ 的时间之后,电容电压几乎等于 +5 V。由于 74LS76 的$\overline{CLR}$输入端要求至少 2.0 V 的电压以返回同步工作模式,因此 $t=RC$ 时间足够长。这样,通过粗略的估算,若要$\overline{CLR}$线在电源接通后保持为低电平 1 μs,必须使 $RC=1$ μs。可以设置 $R=1$ kΩ 且 $C=0.001$ μF。

这个自动复位方案可以使用在包含许多需要复位 IC 的电路中。若其中一个 IC 需要高电平复位(非共同),只需要使用一个反相器以生成高电平有效清零线。根据具体被复位器件,清零线保持为低电平的时间长度大约为 1 μs。当清零线连接更多器件时,由于产生额外的充电路径,低电平持续时间将减小。可使用更大的电容以防止这种情况发生。

一种改进的供电自动清零电路如图 12.99 所示。一个施密特触发的反相器用于使清零信号完全切断。当具有 CMOS 施密特触发反相器时,必须使用一个二极管和输入电阻(R_2)在电源关断时保护 CMOS IC。

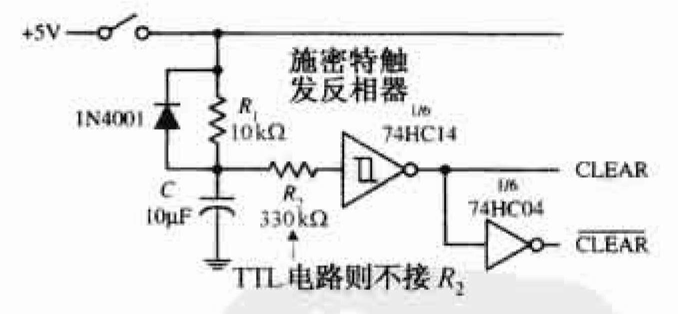


图 12.99　改进型供电自动清零电路

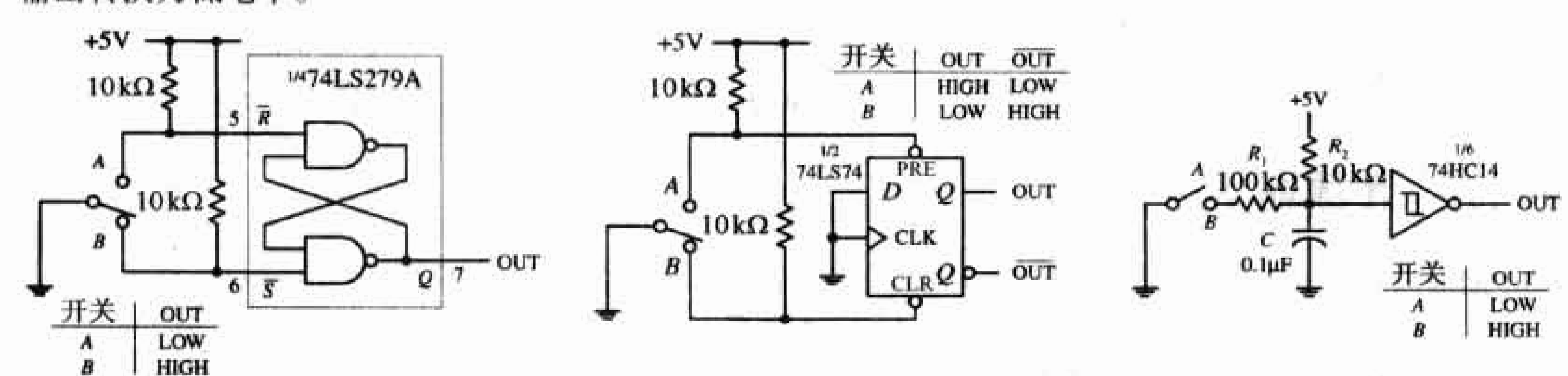
12.6.11　无振荡开关的进一步介绍

图 12.100(a)所示的无振荡开关看起来应当比较熟悉。这是一个与非门 RS 锁存型无振荡开关。这里所使用的 74LS279A IC 内含 4 个 RS 触发器,是需要多个无振荡开关时的理想选择。

现在,构建无振荡开关也可以不使用 RS 触发器。事实上,绝大多数具有预置位和清零(复位)输入端的触发器都可以用来构建无振荡开关。例如,图 12.100(b)所示的中间电路使用 74LS74 D 型触发器和拉升电阻一起构成无振荡开关。D 输入端和 CLK 输入端接地使得触发器仅可以工作在预置位和清零两种模式。拉升电阻使得预置位输入端和清零输入端始终有一个处于高电平,无论开关是否振荡。从这两点,以图 12.80 中所示 74HC74 的真值表为导引,可以推算出剩余部分。

图 12.100(c)所示为另一种减少单刀单掷开关振荡性的方法。这个无振荡开关使用一个施密特触发反相器和独特的 RC 定时网络。当开关断开时,电容充满电(+5 V),输出为低电平。当开关闭合时,电容通过 100 Ω 电阻迅速放电,使得输出为高电平。当开关振荡时,电容试图通过 10 kΩ 电阻缓慢充电到

+5 V，然后又经过 100 Ω 电阻放电到 0，如此反复，使得输出为高电平。通过使 10 kΩ 拉升电阻阻值大于 100 Ω 放电电阻，电容器两端的电压或提供到反相器输入端的电压在一个振荡期内将不可能超过反相器的正极限电压（V_{T^+}）。所以，无视开关的振荡，输出将保持为高电平。在此例中，充电时间常数（$R_2C = 10\ k\Omega \times 0.1\ \mu F$）应确保足够的误差允许。当开关再次打开时，电容器充电直到 +5 V。当电容电压达到 V_{T^+} 时，输出转换为低电平。



(a) 使用 74LS279 4 RS 锁存器构成的单刀双掷（SPDT）无振荡开关
(b) 使用 74LS74 双 D 触发器构成的单刀双掷（SPDT）无振荡开关
(c) 使用 74HC14 八施密特触发反相器构成的单刀单掷（SPST）无振荡开关

图 12.100　更多的无振荡开关电路

12.6.12　拉升和拉降电阻

在无振荡开关电路中，拉升电阻用于保持输入为高电平——若不连接电平将不确定。如果想使得“拉升”输入为低电平，可以将引脚接地，例如通过一个开关。在使用中，获得理想大小的拉升电阻很重要。关键是电阻值要足够小使得通过电阻的电压降不足以使输入电压低于 IC 的高电平最小极限电压（$V_{IH,min}$）。同时，阻值也不可太小；否则，当将引脚接地时，将消耗额外的电流。

在图 12.101(a)中，使用 10 kΩ 拉升电阻以保持 74LS 器件的输入为高电平。闭合开关可使输入为低电平。阻值要足够小以免压低输入电平，计算应使用公式 $V_{in} = +5\ V - RI_{IH}$，I_{IH}为开关断开输入为高电平期间流入 IC 的电流。对于典型的 74LS 器件，I_{IH}约为 20 μA。因此，通过公式可以得出 $V_{in} = 4.80\ V$，处于 74LS 器件的 $V_{IH,min}$ 电平之上。闭合开关使得输入为低电平时，电阻上的功耗（$P_D = V^2/R$）将为（5 V）^{2}/10 kΩ = 25 mW。图中曲线为 V_{IH}与 R 的相对关系和 P_D 与 R 的相对关系。如你所见，如果 R 太大，V_{IH}将掉到 $V_{IH,min}$之下，输出也将不是预定的高电平。当 R 变小时，功耗将急速增长。要决定使用特定 IC 时 R 的值，应查询说明书中 $V_{IH,min}$和 $V_{IH,max}$的值，然后使用公式计算。在大多数应用中，使用 10 kΩ 的拉升电阻。

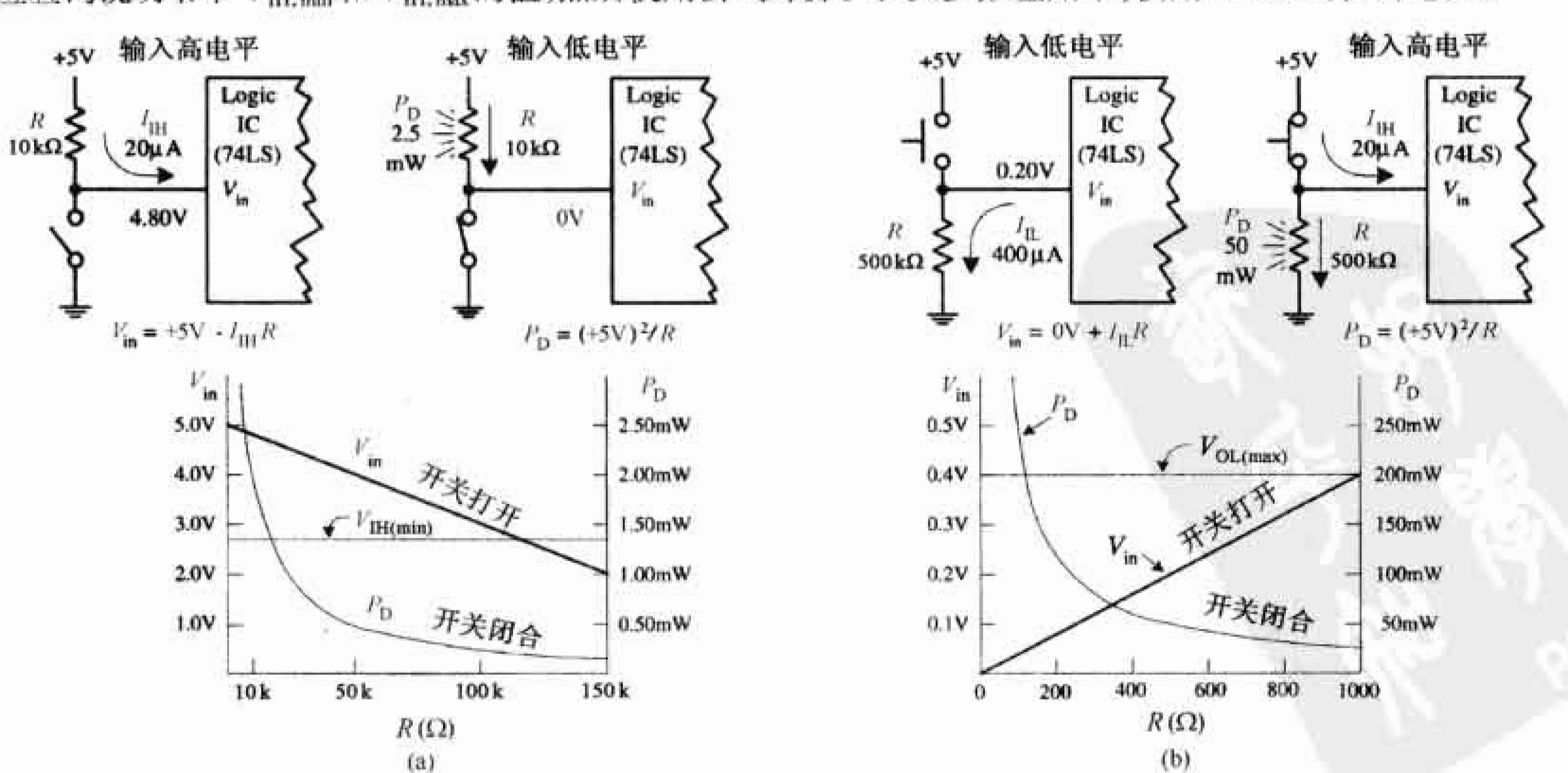


图 12.101　(a)使用拉升电阻保持输入通常为高电平；(b)使用拉降电阻保持输入通常为低电平

拉降电阻用于保持浮动终端为低电平。与拉升电阻不同,由于输入端低电平电流 I_{IL}(由 IC 流出)通常大大超过 I_{IH},拉降电阻必须更小。拉降电阻的典型值约为 100 Ω ~ 1 kΩ。更低的电阻值确保 V_{in} 足够小可以被逻辑门判断为低电平。检测是否足够小,可使用公式 $V_{in} = 0\ V + I_{IL}R$。例如,使用 $I_{IL} = 400\ \mu A$ 的 74LS 器件和 500 Ω 的拉升电阻。当开关打开时,输入端电压为 0.20 V,处于 74LS 器件的 $V_{IL,max}$ 电平(约为 0.8 V)之下。当开关闭合时,电阻的功耗将达到 $(5\ V)^2/500\ \Omega = 50\ mW$。图 12.101(b)中曲线为 V_{IL} 与 R 的对应关系和 P_D 与 R 的对应关系。由曲线可知,如果 R 太大,V_{IL} 将超过 $V_{IL,max}$,输出也将不是预定的低电平。当 R 变小时,功耗将急速增长。如果必须使用拉降电阻/开关方案,注意开关闭合时电阻的高功耗。

12.7 计数器 IC

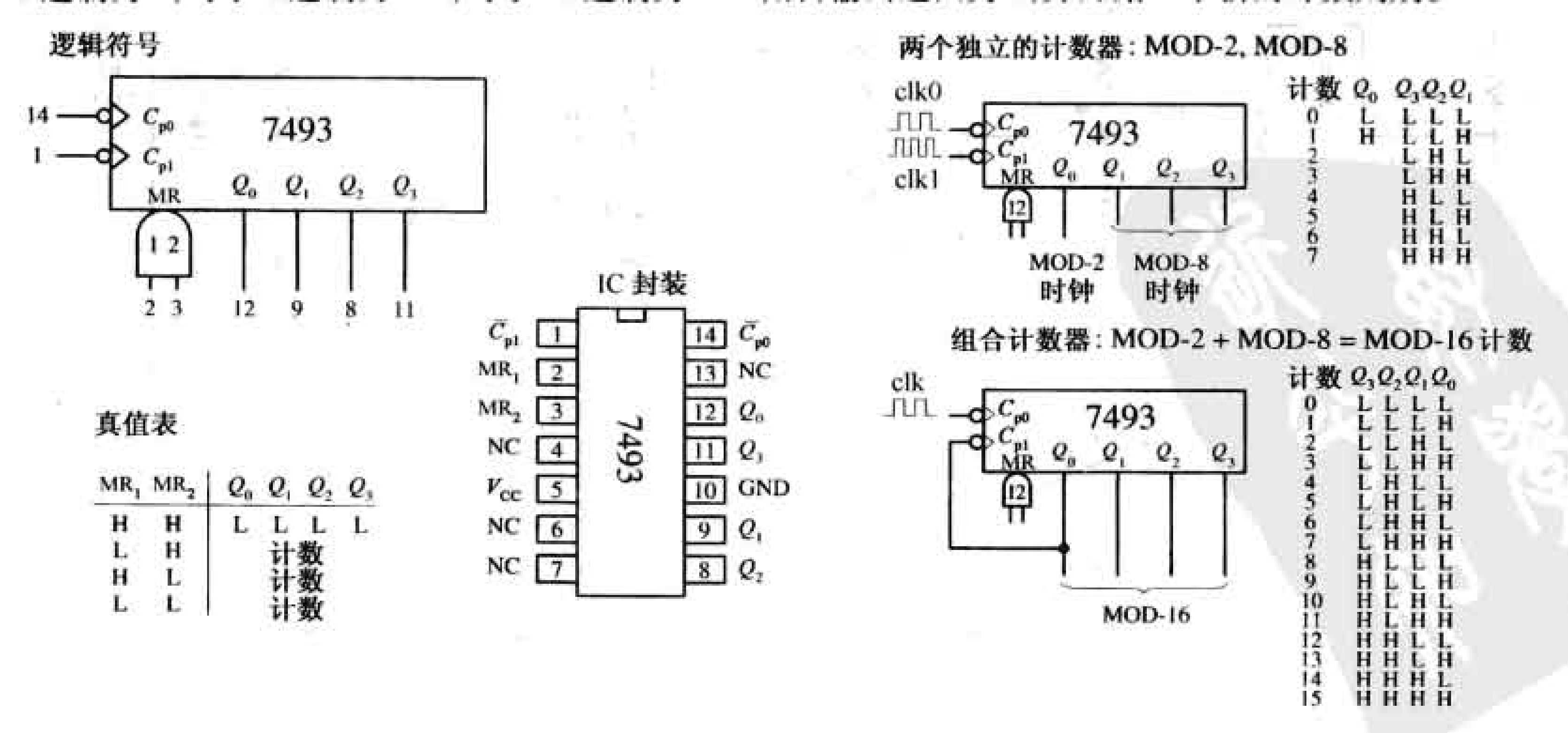
前面讲述了如何连接触发器以形成异步或同步计数器。实际上,人们不直接使用触发器来构成计数器,而是使用集成了的计数器 IC。这些 IC 大约 1 ~ 2 美元一个,且具有许多附加的功能,如使能控制输入、并行预置数输入等。有许多不同种类的计数器 IC,既有异步类型又有同步类型,通常设计用来以二进制或 BCD 格式计数。

12.7.1 异步计数 IC

异步计数器可工作于许多实际应用中,但对于时间要求较高的高频应用,最好使用同步计数器(同步触发器没有延时积累,同步计数器所含的触发器在同一时间接收时钟信号,而异步触发器有延时积累)。下面是一些可以在电子元器件目录中找到的异步计数 IC。

7493 4 位异步二 - 八 - 十六进制计数器

7493 由 4 个 JK 触发器组成(参见图 12.102),电路分为两个独立的部分:一个二进制计数器和一个八进制计数器。两部分有各自的时钟输入端。二进制部分的时钟输入端为 C_{p0},八进制部分的时钟输入端为 C_{p1}。同样地,两部分有各自的输出端——二进制部分的输出端为 Q_0,八进制部分的输出端由 Q_1,Q_2 和 Q_3 组成。二进制部分可以作为二进制计数器,同时八进制部分可以作为二进制计数器(输出端为 Q_1)、四进制计数器(输出端为 Q_2)、八进制计数器(输出端为 Q_3)。要生成一个十六进制计数器,只需要将二进制部分的 Q_0 和 8 进制部分的 C_{p1} 连接起来——同时使用 C_{p0} 作为时钟信号输入端。将两个与门主复位输入端(MR_1 和 MR_2)均设为高电平可以将二进制、八进制或十六进制计数器清零。开始计数时,两个主复位输入端至少有一个要被设为低电平。当时钟脉冲的下降沿到达,计数器进入下一状态。当获得最大数(对于 2 进制为 1,对于 8 进制为 111,对于 16 进制为 1111)后,输出返回为 0,并开始一个新的计数周期。



真值表

MR_1	MR_2	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
H	H	L	L	L	L
L	H	计数			
H	L	计数			
L	L	计数			

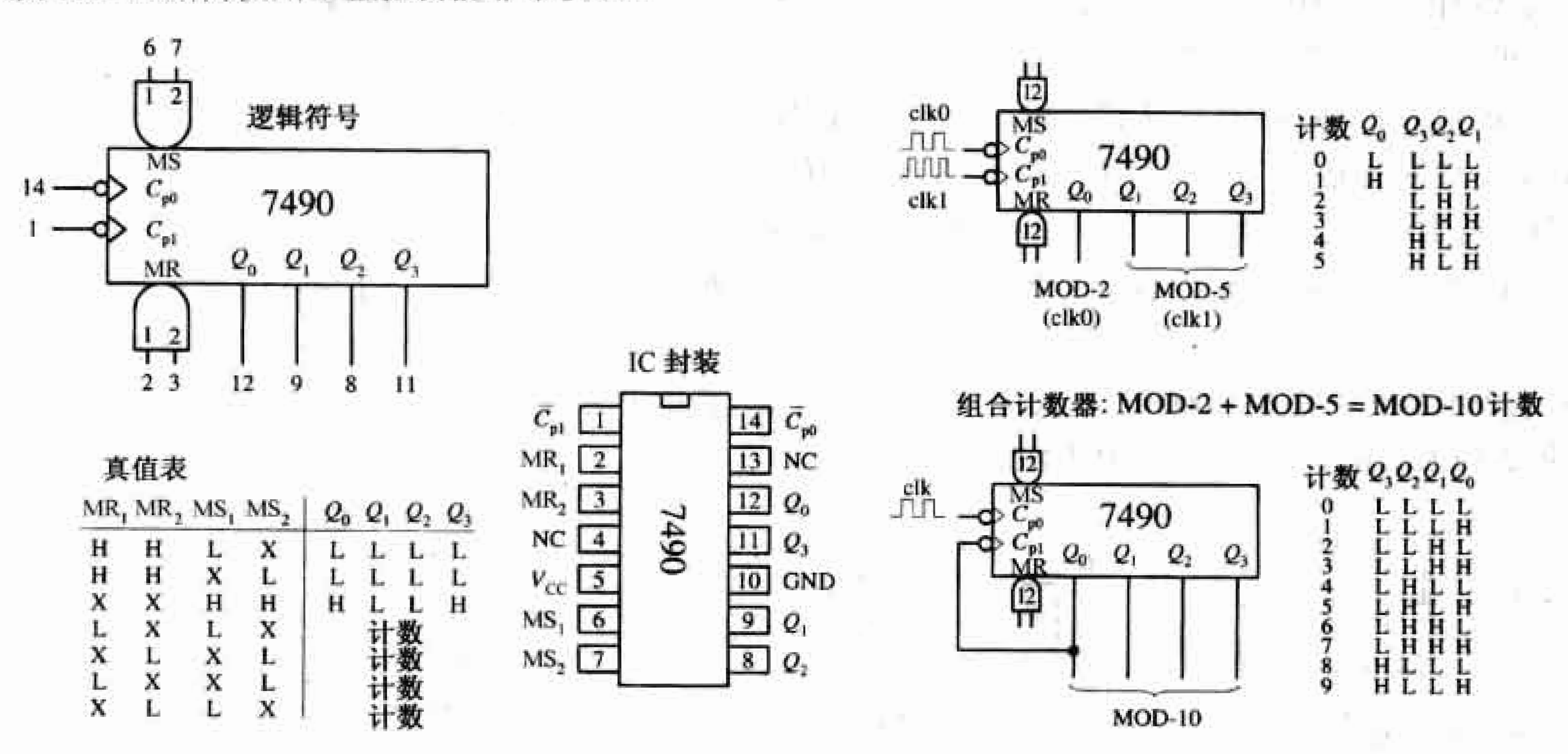
计数	Q_0	Q_3	Q_2	Q_1
0	L	L	L	L
1	H	L	L	H
2		L	H	L
3		L	H	H
4		H	L	L
5		H	L	H
6		H	H	L
7		H	H	H

计数	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

图 12.102 7493 4 位异步二 - 八 - 十六进制计数器

7490 4 位异步二－五－十进制计数器

7490 与 7493 一样，也是一种 4 位异步计数器（参见图 12.103）。但是它被分为一个二进制部分和一个五进制部分。同样，两部分有各自的时钟输入端：二进制为 C_{p0}，5 进制为 C_{p1}。通过将 Q_0 和 C_{p1} 连接并同时使用 C_{p0} 作为时钟信号输入端可生成一个十进制计数器。当主复位输入端 MR1 和 MR2 为高电平，且主置位输入端 MS_1 和 MS_2 不都为高电平（MS 输入优先于 MR 输入）时，计数器的输出被复位为 0。当 MS_1 和 MS_2 都为高电平时，输出被置位为 $Q_0 = 1, Q_1 = 0, Q_2 = 0$ 且 $Q_3 = 1$。在十进制模式下，这意味计数器被设置为 9（二进制数 1001）。在设计中，当希望第一个时钟脉冲到达后计数从 0000 开始（在主复位状态下，计数从 0001 开始），使用主置位功能非常便利。



MR_1	MR_2	MS_1	MS_2	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
L	X	L	X	计数			
X	L	X	L	计数			
L	X	X	L	计数			
X	L	L	X	计数			

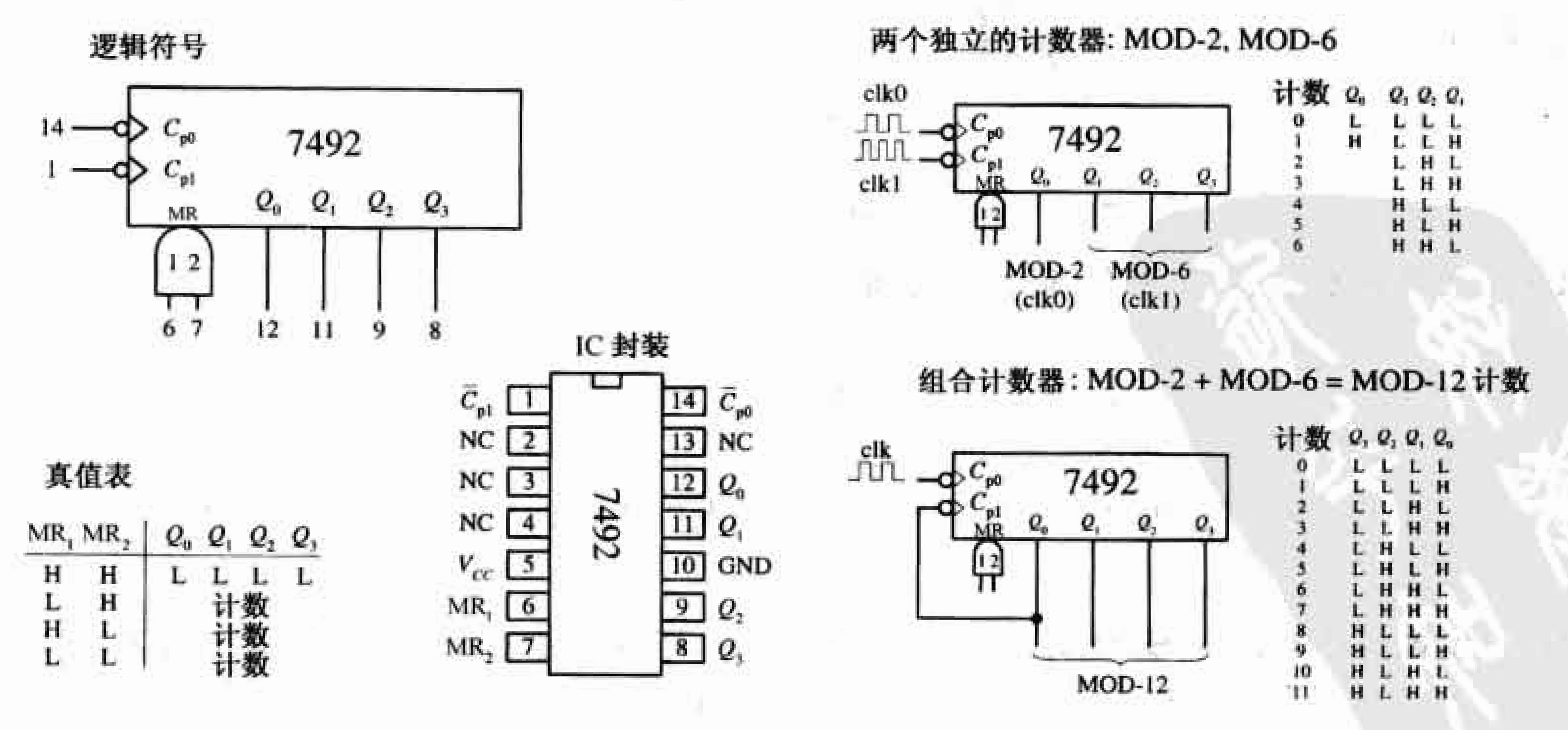
计数	Q_0	$Q_3Q_2Q_1$
0	L	LLL
1	H	LLH
2		LHL
3		LHH
4		HLL
5		HLH

计数	$Q_3Q_2Q_1Q_0$
0	LLLL
1	LLLH
2	LLHL
3	LLHH
4	LHLL
5	LHLH
6	LHHL
7	LHHH
8	HLLL
9	HLLH

图 12.103　74904 位异步二－五－十进制计数器

7492 4 位异步二－六－十二进制计数器

7492 是另一种类似于 7490 的 4 位异步计数器（参见图 12.104）。它分为二进制和六进制两部分，具有各自的时钟输入端 C_{p0}（二进制）和 C_{p1}（六进制）。通过连接 Q_0 和 C_{p1} 并将 C_{p0} 作为时钟信号输入端可获得一个十二进制计数器。要将计数器清零，可将高电平连接到主复位输入端 MR_1 和 MR_2。



MR_1	MR_2	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
H	H	L	L	L	L
L	H	计数			
H	L	计数			
L	L	计数			

计数	Q_0	$Q_3Q_2Q_1$
0	L	LLL
1	H	LLH
2		LHL
3		LHH
4		HLL
5		HLH
6		HHL

计数	$Q_3Q_2Q_1Q_0$
0	LLLL
1	LLLH
2	LLHL
3	LLHH
4	LHLL
5	LHLH
6	LHHL
7	LHHH
8	HLLL
9	HLLH
10	HLHL
11	HLHH

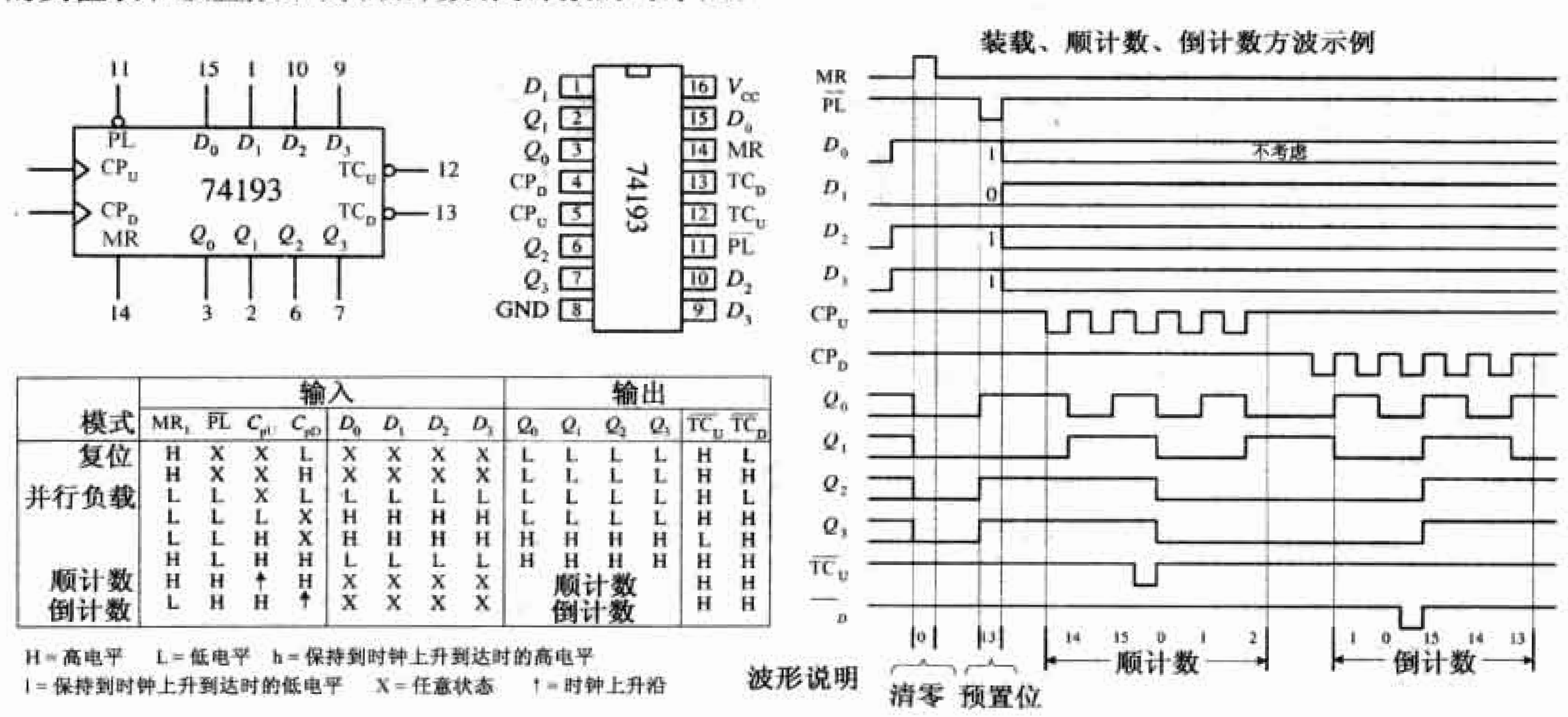
图 12.104　7492 4 位二－六－十二进制计数器

12.7.2 同步计数 IC

与异步计数器一样,同步计数器也有各种不同的进制模式。这些器件通常都附加的实用功能,例如顺/倒计数控制或并行预置数输入——用于将计数器预置为要求的起始数字。由于这些附加的实用功能,也由于传输延时小于异步计数器,同步计数器使用比异步计数器更加广泛。下面介绍几个常用的计数器。

74193 可预置同步 4 位(十六进制)顺/倒计数器

74193 是一个通用 4 位同步计数器,既可以顺/倒计数又可以预置为 0 ~ 15 之间的任何数。它具有两个独立的时钟信号输入端,C_{pU} 和 C_{pD}。C_{pU} 用于顺计数,C_{pD} 用于倒计数。当一个输入端用于计数时,另一个输入端必须保持为高电平。从 $Q_0(2^0)$、$Q_1(2^1)$、$Q_2(2^2)$ 和 $Q_3(2^3)$ 输出端获得二进制输出。要将计数器预置为要求的数字,则需要将相应的二进制数连接到并行输入端 D_0 到 D_3。当并行预置输入端($\overline{PL}$)为负脉冲时,二进制数被计数器读入,无论是顺计数还是倒计数,计数都将以此数开始。进位输出($\overline{TC_U}$)和借位输出($\overline{TC_D}$)一般为高电平。$\overline{TC_U}$ 用于指示计数达到最大值且将要转变为最小数(0000)重新循环计数——进位条件。特别地,这表示当计数达到 15(1111)且输入时钟信号(C_{pU})由高电平变为低电平时 $\overline{TC_U}$ 变为低电平。在 C_{pU} 转变为高电平前 U 保持为低电平。$\overline{TC_U}$ 端的负脉冲可作为多级计数器上一级计数器的输入信号。$\overline{TC_D}$ 用于指示计数达到最小值(0000)且将要转变为最大数 15(1111)重新循环计数——借位条件。特别地,这表示当倒计数达到 0000 且输入时钟信号(C_{pD})变为低电平时 $\overline{TC_D}$ 变为低电平。图 12.105 为 74193 的真值表和预置数示例、顺计数、倒计数的时序图。



模式	MR	$\overline{PL}$	C_{pU}	C_{pD}	D_0	D_1	D_2	D_3	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	$\overline{TC_U}$	$\overline{TC_D}$
	输入								输出					
复位	H	X	X	L	X	X	X	X	L	L	L	L	H	L
	H	X	X	H	X	X	X	X	L	L	L	L	H	H
并行负载	L	L	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L
	L	L	L	X	H	H	H	H	L	L	L	L	H	H
	L	L	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
	H	L	H	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H
顺计数	H	H	↑	H	X	X	X	X	顺计数				H	H
倒计数	L	H	H	↑	X	X	X	X	倒计数				H	H

H = 高电平　L = 低电平　h = 保持到时钟上升到达时的高电平
l = 保持到时钟上升到达时的低电平　X = 任意状态　↑ = 时钟上升沿

图 12.105　74193 可预置同步 4 位(十六进制)顺/倒计数器

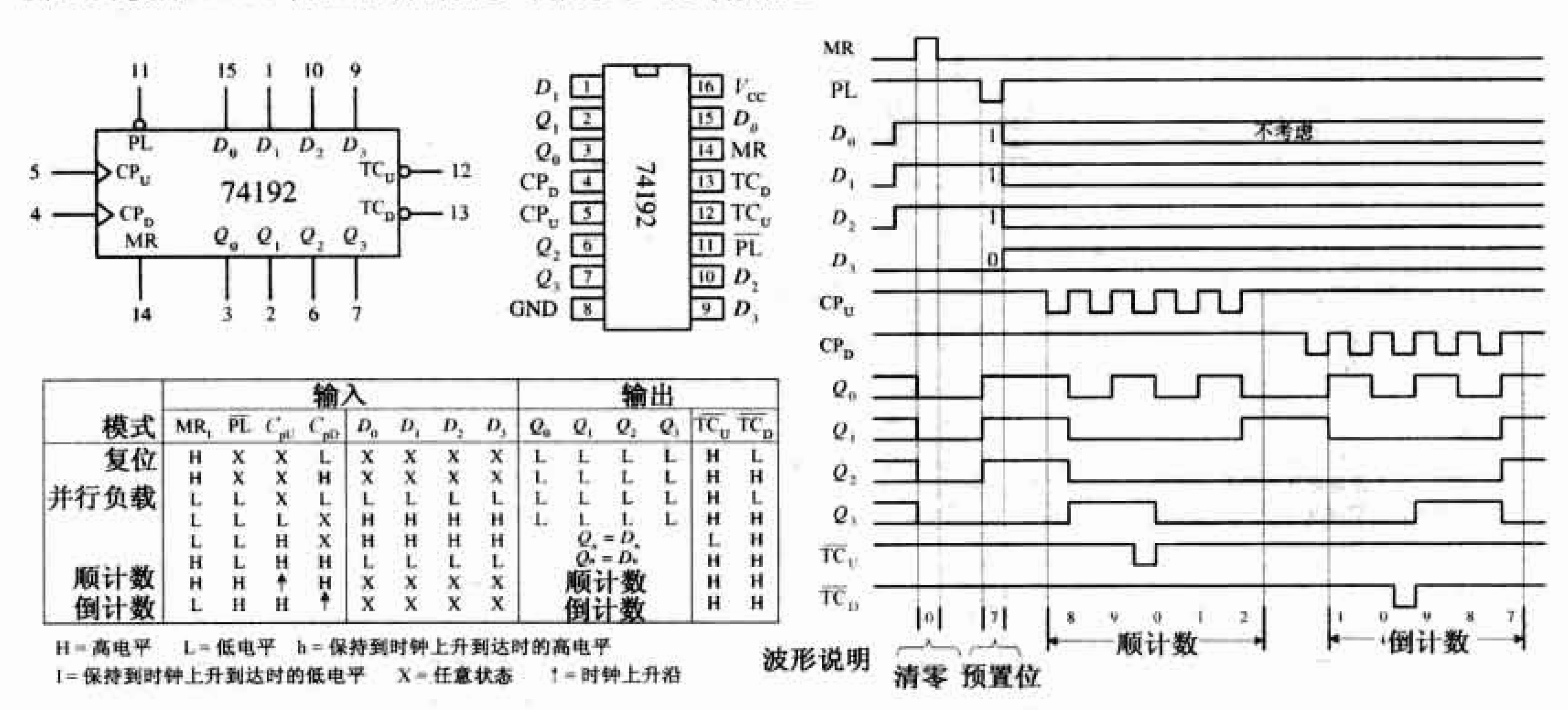
74192 可预置同步十进制(BCD)顺/倒计数器

如图 12.106 所示,除了顺计数为 0 ~ 9 循环和倒计数为 9 ~ 0 循环外,74192 和 74193 本质上是相同的器件。顺计数情况下,当计数达到最大值且输入时钟信号(C_{pU})由高电平变为低电平时 $\overline{TC_U}$ 变为低电平。在 C_{pU} 转变为高电平前 U 保持为低电平。倒计数情况下,当倒计数达到最小值(0 或 0000)且输入时钟信号(C_{pD})变为低电平时 $\overline{TC_D}$ 变为低电平。图 12.106 所示真值表和预置数示例、顺计数、倒计数的时序图更详细地说明 74192 如何工作。

74190 可预置同步十进制(BCD)顺/倒计数器和 74191 可预置同步 4 位(十六进制)顺/倒计数器

74190 和 74191 与 74192 和 74193 基本上相同,只不过输入和输出端引脚、操作模式上有一点区别(74190 和 74191 有相同的引脚和操作模式,只不过计数最大值不同)。与前面的同步计数器相同,通过使用并行预置数端($\overline{PL}$)可以将计数器预置为任何数。与前面的同步计数器不同的是,通过一个信号输入端

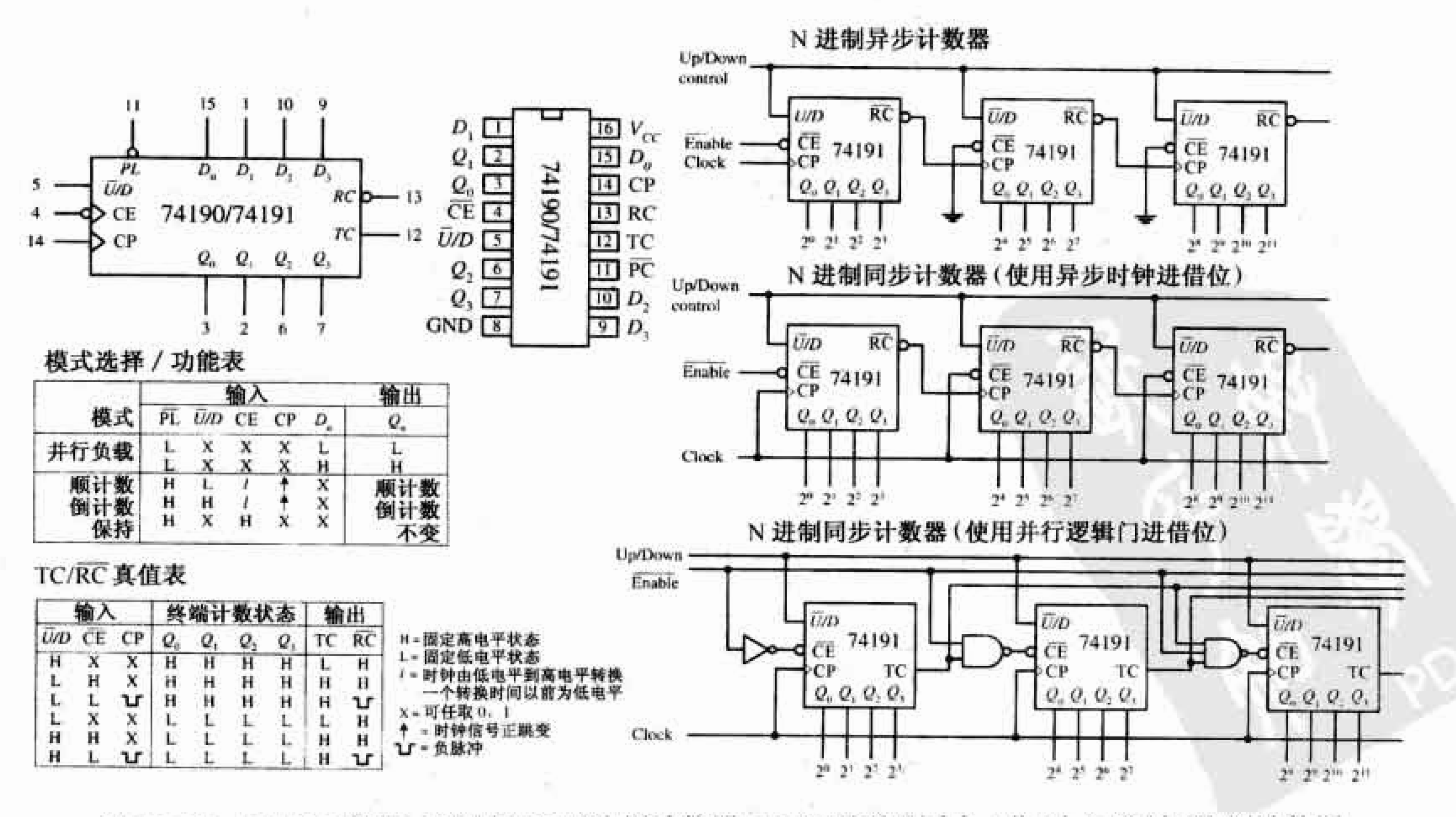
$\overline{U}/D$,控制计数器处于顺计数模式还是倒计数模式。当 $\overline{U}/D$ 为低电平,计数器顺计数;当 $\overline{U}/D$ 为高电平,计数器倒计数。时钟使能输入端($\overline{\mathrm{CE}}$)控制计数器是否工作。当$\overline{\mathrm{CD}}$为低电平,计数器工作。当$\overline{\mathrm{CD}}$为高电平,计数器停止计数,当前计数固定保持在 Q_0 到 Q_3 输出端。与前面的同步计数器不同,当计数到达最大值或最小值且将要重新循环时,74190 和 74191 使用一个进/借位输出端(TC)指示。在倒计数模式下,TC 一般为低电平,当计数达到 0 时变为高电平;在顺计数模式下,TC 一般为低电平,当计数达到 9(对于 74190)或 15(对于 74191)时变为高电平。当 TC 为高电平时,异步时钟输出端($\overline{\mathrm{RC}}$)与时钟输入(CP)相同。这意味着,例如,在倒计数模式下,当计数达到 0,CP 变为 0 时$\overline{\mathrm{RC}}$也将变为 0。$\overline{\mathrm{RC}}$输出可以作为多级计数器系统中上一级计数器的时钟输入信号。但是由于在每个计数器中从 CP 到$\overline{\mathrm{RC}}$存在很小的传输延时,这将导致多级计数器不是真正的同步计数器。要构成真正同步的多级计数器,必须将所有 IC 的时钟输入端连接到共同的时钟信号输入线上。当前一级计数器处于非进位状态时,利用 TC 使时钟边沿不参与计数。图 12.107 所示为使用 74191 构造的各种异步或同步多级计数器。



模式	MR	$\overline{PL}$	C_{pU}	C_{pD}	D_0	D_1	D_2	D_3	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	$\overline{TC}_U$	$\overline{TC}_D$
复位	H	X	X	L	X	X	X	X	L	L	L	L	H	L
	H	X	X	H	X	X	X	X	L	L	L	L	H	H
并行负载	L	L	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L
	L	L	L	X	H	H	H	H	L	L	L	L	H	H
	L	L	H	X	H	H	H	H	$Q_n=D_n$				L	H
	H	L	H	H	L	L	L	L	$Q_n=D_n$				H	H
顺计数	H	H	↑	H	X	X	X	X	顺计数				H	H
倒计数	L	H	H	↑	X	X	X	X	倒计数				H	H

H = 高电平　L = 低电平　h = 保持到时钟上升到达时的高电平
l = 保持到时钟上升到达时的低电平　X = 任意状态　↑ = 时钟上升沿

图 12.106　74190 可预置十进制(BCD)顺/倒计数器



模式选择 / 功能表

模式	$\overline{PL}$	$\overline{U}/D$	CE	CP	D_n	Q_n
并行负载	L	X	X	X	L	L
	L	X	X	X	H	H
顺计数	H	L	l	↑	X	顺计数
倒计数	H	H	l	↑	X	倒计数
保持	H	X	H	X	X	不变

TC/$\overline{RC}$ 真值表

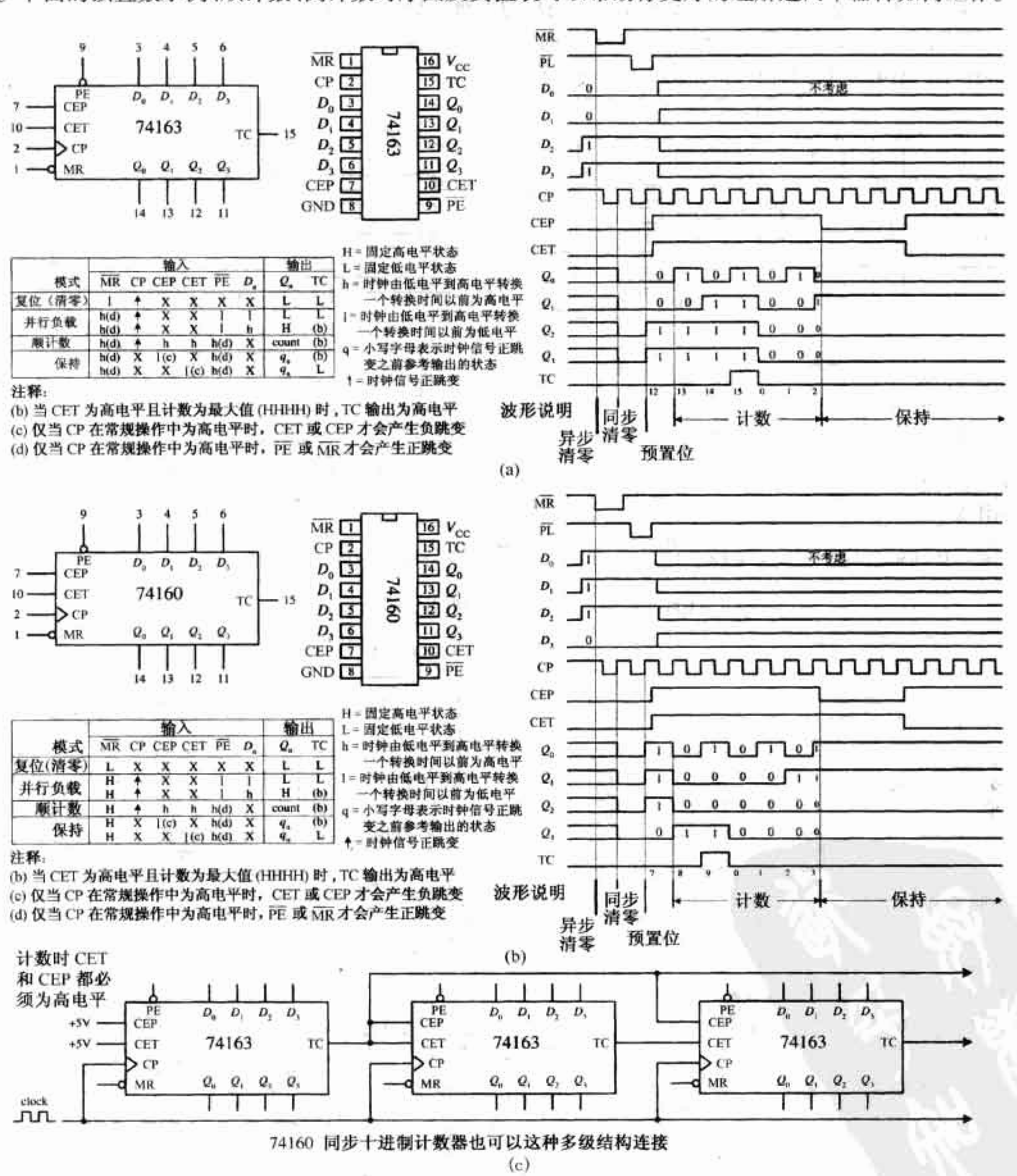
$\overline{U}/D$	$\overline{CE}$	CP	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3	TC	$\overline{RC}$
H	X	X	H	H	H	H	L	H
L	H	X	H	H	H	H	H	H
L	L	⊔	H	H	H	H	H	⊔
L	X	X	L	L	L	L	L	H
H	H	X	L	L	L	L	H	H
H	L	⊔	L	L	L	L	H	⊔

H = 固定高电平状态
L = 固定低电平状态
l = 时钟由低电平到高电平转换一个转换时间以前为低电平
X = 可任取 0,1
↑ = 时钟信号正跳变
⊔ = 负脉冲

图 12.107　74190 可预置十进制(BCD)顺/倒计数器;74191 可预置同步 4 位(十六进制)顺/倒计数器

74163 可预置同步 4 位(十六进制)顺/倒计数器

74160 和 74163 类似于 74190 和 74191,但在组成多级计数器时不需要额外的逻辑门。如图 12.108 所示,只需要将计数 IC 级联起来。将要求的数字输入至 D_0 到 D_3,再向并行使能输入端($\overline{PE}$)输入一个低电平,输入数字将在下一个时钟信号上升沿被读入计数器。通过此种方式,可以将这两种计数器预置位。主复位($\overline{MR}$)用于强迫所有的 Q 输出端为低电平,忽视其余的输入信号。当计数开始时,两个时钟使能输入端(CET 和 CEP)必须保持为高电平。当计数达到最大值时,进位输出端为高电平(TC),但当 CET 变为低电平时 TC 将被强制改变为低电平。这是一个重要功能,可以使用在组成多级同步计数器时不使用外部逻辑门。下面的预置数示例、顺计数、倒计数时序图及真值表可以帮助你更好的理解这两个器件如何工作。



(a) 74163 真值表

模式	$\overline{MR}$	CP	CEP	CET	$\overline{PE}$	D_n	Q_n	TC
复位(清零)	l	↑	X	X	X	X	L	L
并行负载	h(d)	↑	X	X	l	l	L	L
	h(d)	↑	X	X	l	h	H	(b)
顺计数	h(d)	↑	h	h	h(d)	X	count	(b)
保持	h(d)	X	l(c)	X	h(d)	X	q_n	(b)
	h(d)	X	X	l(c)	h(d)	X	q_n	L

(b) 74160 真值表

模式	$\overline{MR}$	CP	CEP	CET	$\overline{PE}$	D_n	Q_n	TC
复位(清零)	L	X	X	X	X	X	L	L
并行负载	H	↑	X	X	l	l	L	L
	H	↑	X	X	l	h	H	(b)
顺计数	H	↑	h	h	h(d)	X	count	(b)
保持	H	X	l(c)	X	h(d)	X	q_n	(b)
	H	X	X	l(c)	h(d)	X	q_n	L

图 12.108 (a)74163 同步 4 位(十六进制)计数器;(b)74160 同步十进制(BCD)计数器;(c)使用74163的多级同步计数器

异步计数器应用(参见图 12.109)

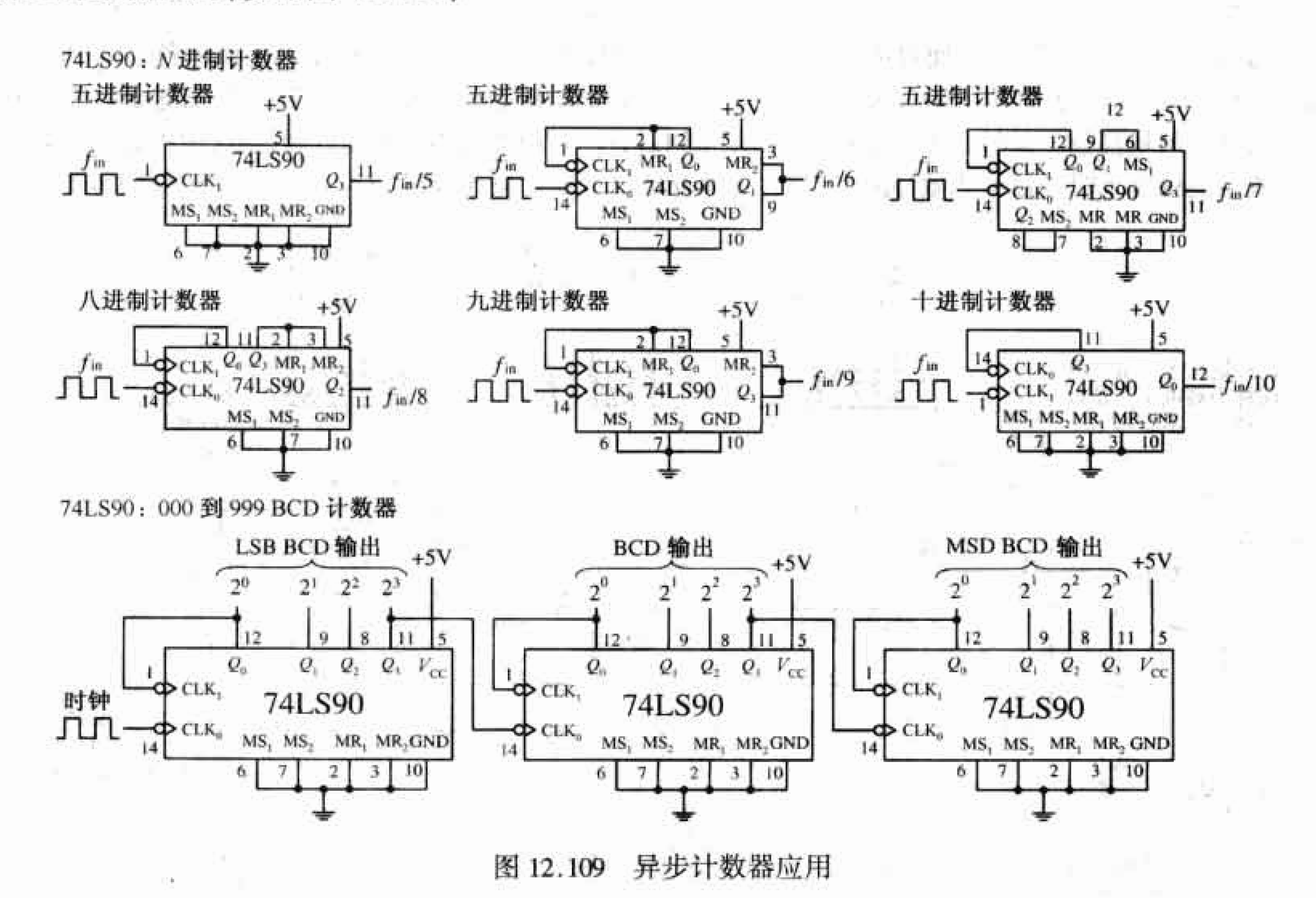


图 12.109 异步计数器应用

60 Hz,10 Hz,1 Hz 时钟脉冲发生器(参见图 12.110)

这种简单的时钟脉冲发生器提供一种独特的方法以生成 60 Hz、10 Hz 和 1 Hz 时钟信号,这种信号可以用在要求实时计数的应用中。其基本思想是利用典型的 60 Hz 交流线电压(从壁上插座可以获得)并将其转化为同频率的方波信号(注意在美国以外的某些国家使用的是 50 Hz 而非 60 Hz。因而此电路在海外使用时可能不能按照期望工作)。首先,交流线电压被变压器降压到 12.6 V,12.6 V 线电压的负半周被稳压二极管(用做半波整流器)去除。同时,稳压二极管将正半周信号限压为其反相击穿电压(3.9 V)。这阻止了施密特触发反相器接收到超过其最大输入范围的输入电压。施密特触发反相器接收整流限压后的正弦波并将其转化为真正的方波。当输入电压超过施密特触发器的正极限电压 V_T^+

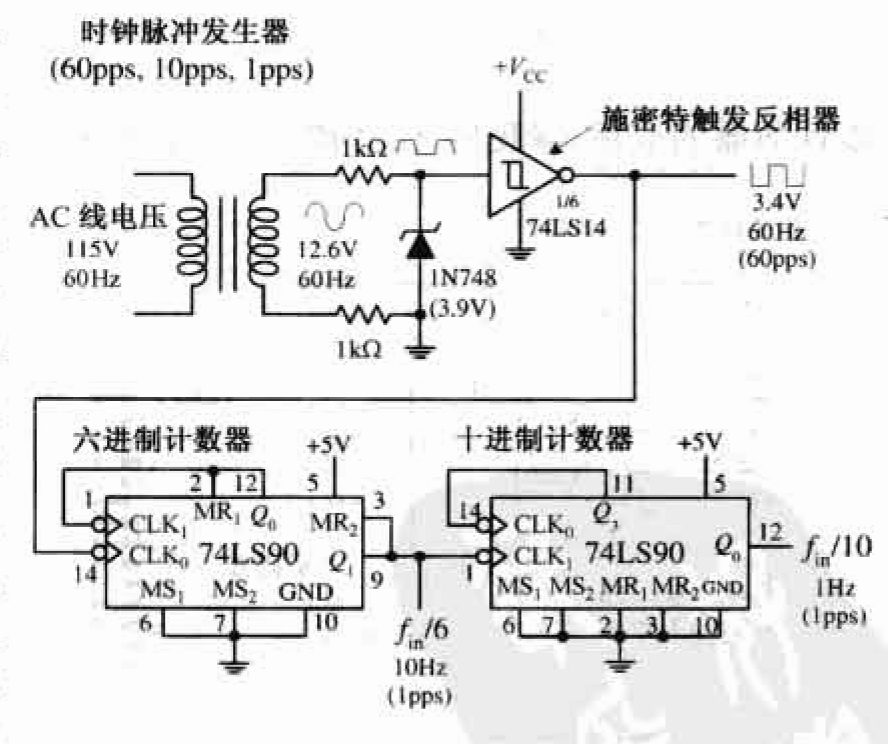


图 12.110 60 Hz,10 Hz,1 Hz 时钟脉冲发生器

(约 1.7 V)时,输出变为低电平(约 0.2 V);当输入电压低于负极限电压 V_T^- (约 0.9 V)时,输出变为低电平(约 3.4 V)。在反相器的输出端,你可以得到 60 Hz 的方波(或称为每秒 60 个时钟脉冲的时钟信号)。要获得 10 Hz 的时钟信号,需接一个六进制计数器。要获得 1 Hz 的时钟信号,在六进制计数器的输出端再接一个十进制计数器(原文如此,应为六进制计数器)。

在上面的电路中,3 个 74LS90 十进制计数器 IC 用于生成一个 3 位数(十进制)计数器。注意此处包含

一个自动复位电阻网络，用于在通电期间通过主复位输入使得计数器复位。在计数开始前，D 触发器的 $\overline{Q}$ 输出端保持为高电平，使得到达第一个计数器的时钟输入端的时钟信号不起作用。当按钮开关闭合时，触发器的 $\overline{Q}$ 输出端变为低电平，使得第一个计数器开始计数，每个计数器的 BCD 输出连接到各自的 BCD 至 7 段解码/驱动 IC，用于驱动 LED 显示器。最左边的计数器输出代表计数的最低位，而最右边的计数器输出代表计数的最高位。最后一个计数器的输出如图 12.111 连接，当计数达到 600 时，与门输出为 1，通过三输入或门使得输入时钟信号无效(停止计数)，并触发延时。要复位计数器，人工复位开关闭合瞬间即可。

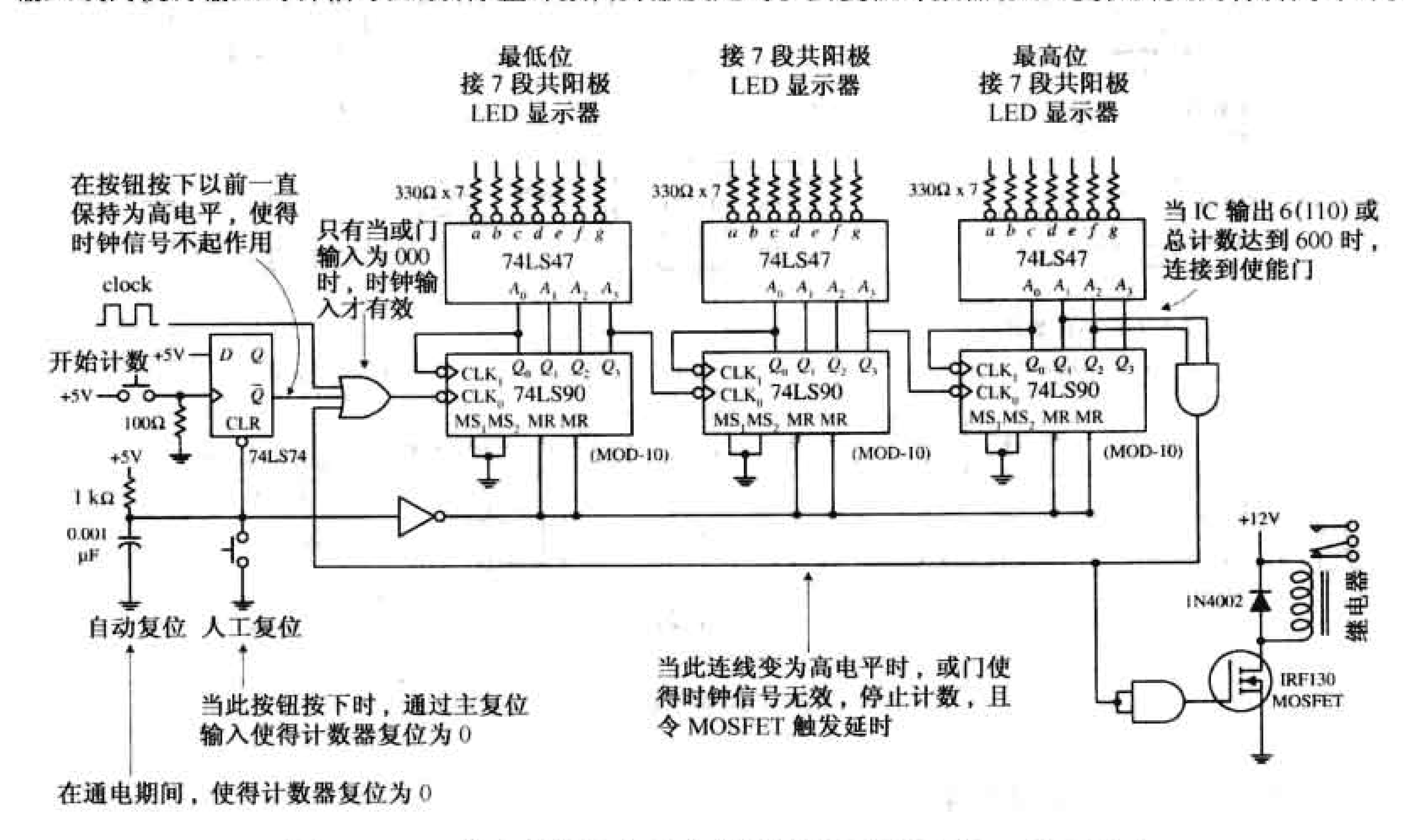
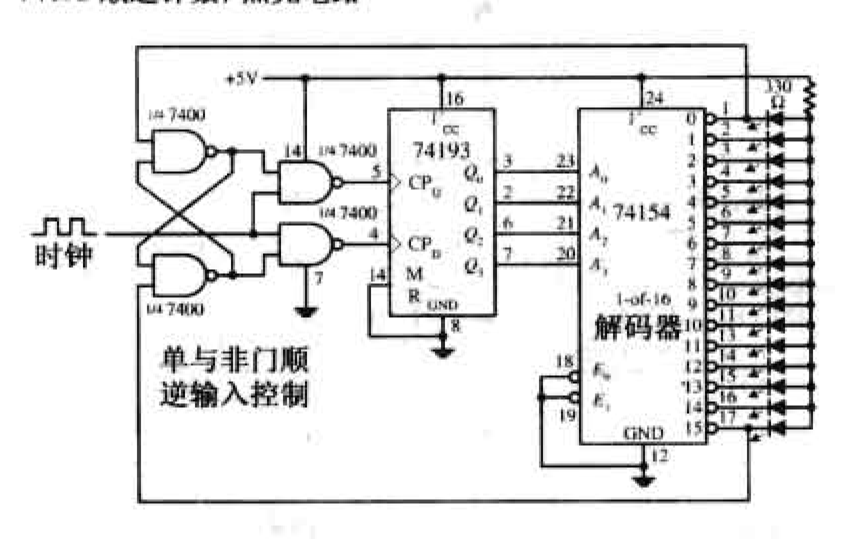


图 12.111 3 位十进制定时/延时驱动器设置为计数到 600 然后停止

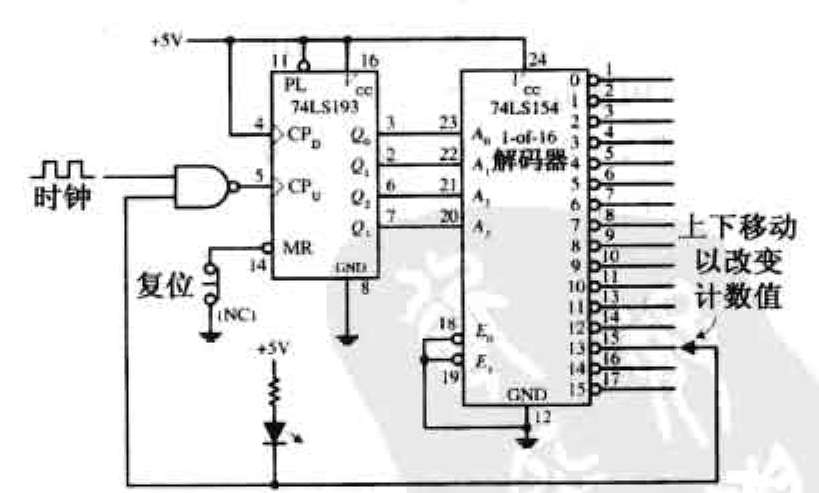
同步计数器的应用(参见图 12.112 和图 12.113)

74193 顺逆计数/点亮电路



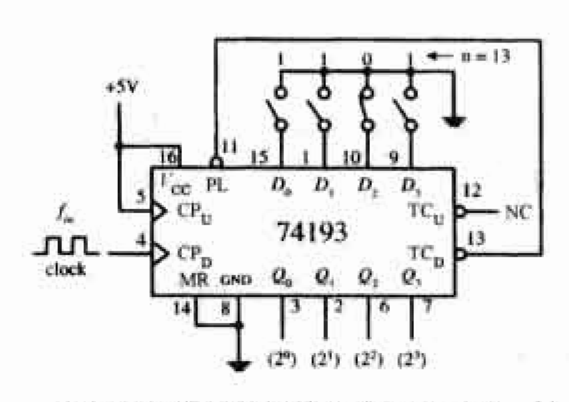
74193 设计用于从 0000 计数到 1111，然后再从 1111 计数到 0000，再从 0000 到 1111，如此往复。与非门网络提供顺逆计数控制，当 74154 16 选 1 解码器其地址输入端接收二进制计数值，将强制对应于地址输入端的输出端为低电平，点亮相应的 LED

74193: 计数到 0~15 中的任何值然后停止



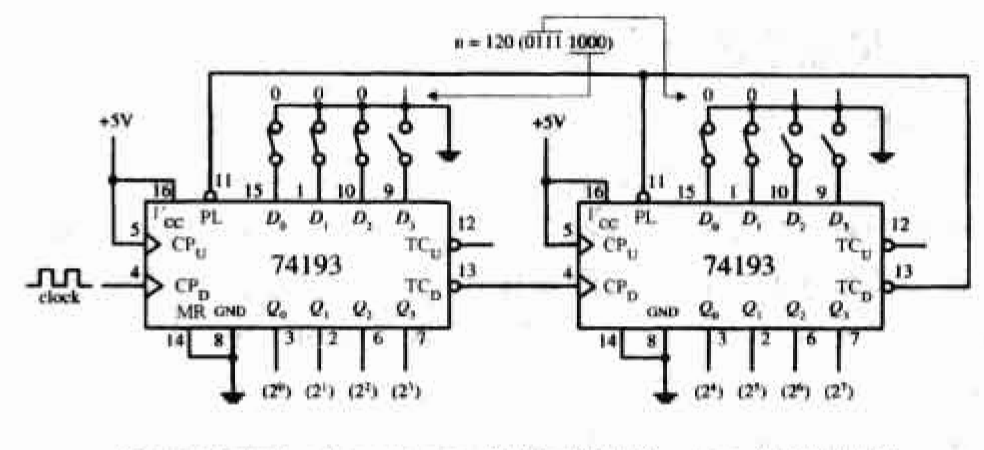
此电路计数到 0～15 中预定的数字然后停止，在此过程中点亮一个 LED 灯。16 选 1 解码器用于将计数器 IC 输出的 4 位二进制数转换为对应的一个输出。这里，电路连线使得计数到 13。当计数达到 13 时(除了“13”输出端以外，解码器所有的输出端为高电平)，与非门输出始终为高电平，阻止时钟信号到达 CP_U

图 12.112 同步计数器应用



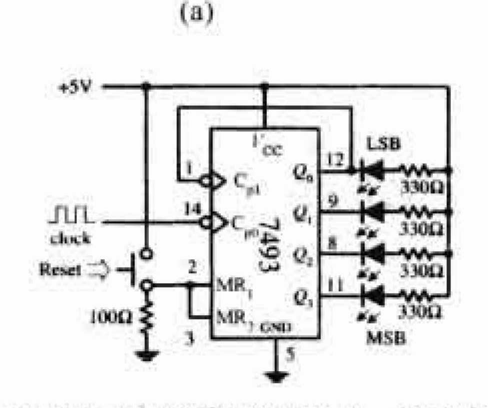
此处开关设置数据输入为 1101 (13)，计数器将从 13 倒计数到 0。这意味着每经过 13 个 CP_D 脉冲，TC_D 输出将变为低电平。当 TCD 输出变为低电平，PL 输入端将被触发使得数据输入 1101 再次被读入，倒计数再次重复

(a)



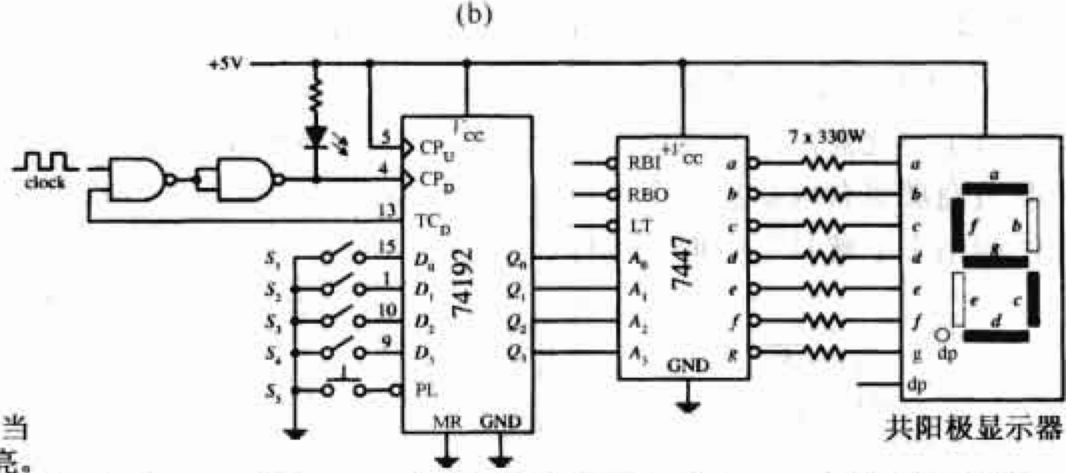
通过级联两个4位74193 IC，我们可以得到一个 8 位倒计数器。这里将 120 预装到 8 位计数器并倒计数到 0，然后重复。实际上，第一次循环以后，计数器从 119 倒计数到 0 在第二个 TC_D 输出端输出负脉冲间的 120 个完整的时钟脉冲

(b)



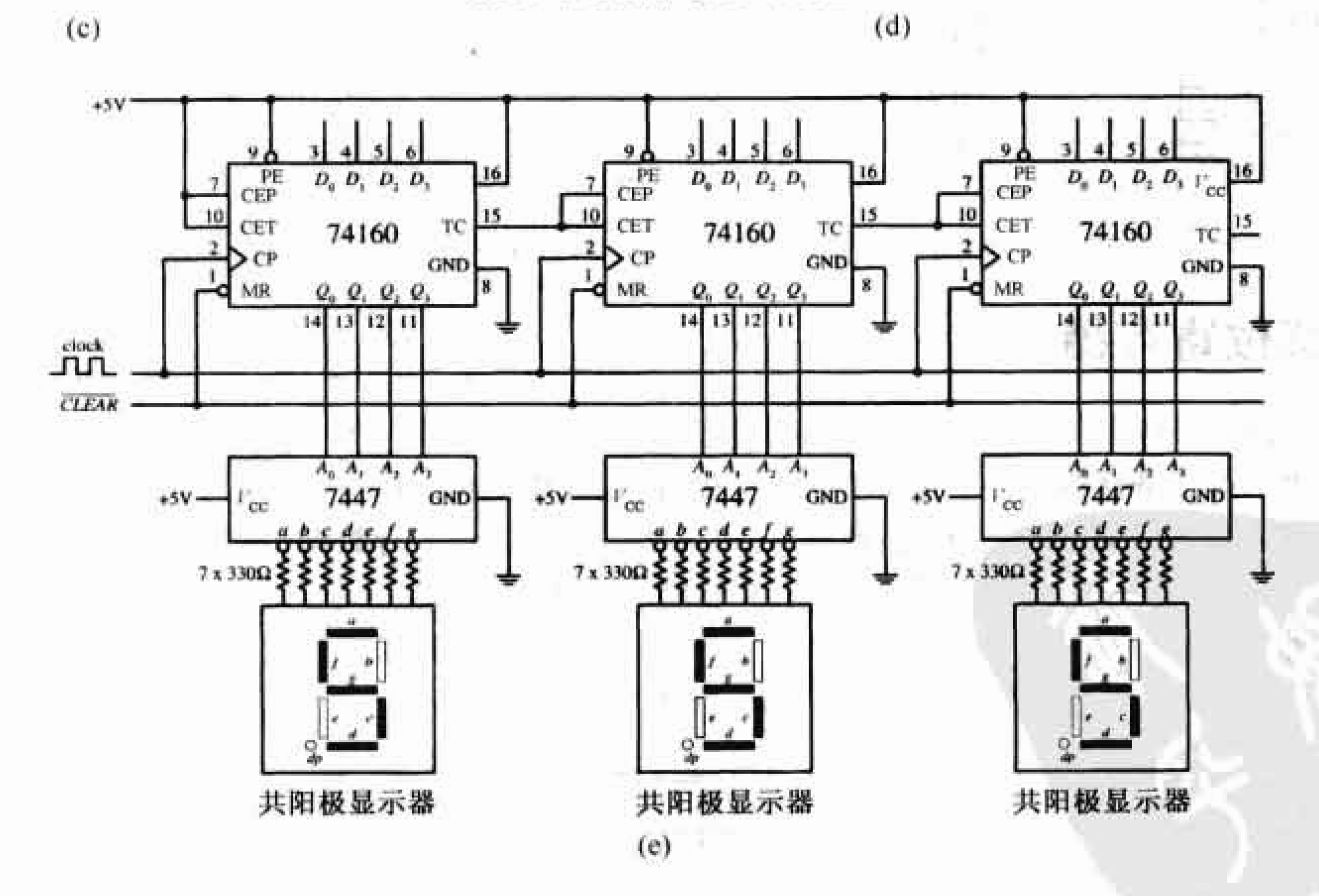
从 0(LLLL) 计数到 15(HHHH)，然后重复。当 Q 输出端变为低电平时，相应的 LED 灯点亮。通过按下复位开关使计数器复位到 0

(c)



使用开关 S_1 - S_4 选择 D_0 - D_4 为预定计数。按下 S_5 装载 $D_0 \sim D_3$ 并开始(或复位)计数。当计数完成(到达 0000)，TC_D 变为高电平，使得第一个或非门始终为低电平。这使得计数停止并使得 LED 灯点亮。BCD 至 7 段解码/驱动 IC 使你可以以十进制格式观看计数值

(d)



(e)

图 12.113 (a) N 进制计数器；(b)更大范围的 N 进制计数器；(c)4 位二进制数计数器(十六进制)；(d)可编程倒计数器(最大计数范围从 9 ~ 0)；(e)级联74160 BCD计数器以生成0 ~ 999计数器

12.7.3 带显示的计数器

如果要构建一个可显示多个数字的相当复杂的计数器,前面提到的技术不值得深入——因为要使用太多的分立器件(例如,每位数字独立的7段解码器/驱动器)。一种通用的显示方法是使用可以执行计数和显示驱动两种功能的微控制器。微控制器可以实现分立电路难以实现的多元显示。在多元系统中,多元显示每一位数字相应的显示段连接在一起,而每一位的共线分开连接,这样的话,线的数目明显减少,一个非多元7段4位显示需要28根显示段驱动线和4根共线,而4位多元显示仅需要7+4=11根线。多元显示的方法是使数字一位接一位快速亮灭(循环),速度要足够快使得显示器件看起来为始终点亮的。为了实现多元显示,微控制器程序通过发送到数码管共线端的控制信号将对应数位激活的同时必须提供正确的数据到显示段驱动线。在附录H中对多元显示有详细介绍。

另外一种用于构成多位数计数器的方法是使用多位数计数器/显示驱动器IC。Intersil公司生产的ICM7217A可编程4位LED显示顺/倒计数器正是这种IC。这个器件一般使用在指轮开关用于加载数据而单刀双掷开关用于控制芯片的硬件应用中。ICM7217A提供多元7段LED显示输出驱动共阴极显示管。

图12.114所示4位单元计数器是ICM7217A的一个简单应用。如果对这个计数器的工作细节有兴趣,想学习了解此器件的其他使用方法,可通过互联网(www.intersil.com)查询Intersil的说明书。此种情况最好从制造商那里获取信息。也可以查询Intersil提供的其他计数器/显示驱动IC的信息,也可以查询其他制造商的网站来了解其他类似的器件。

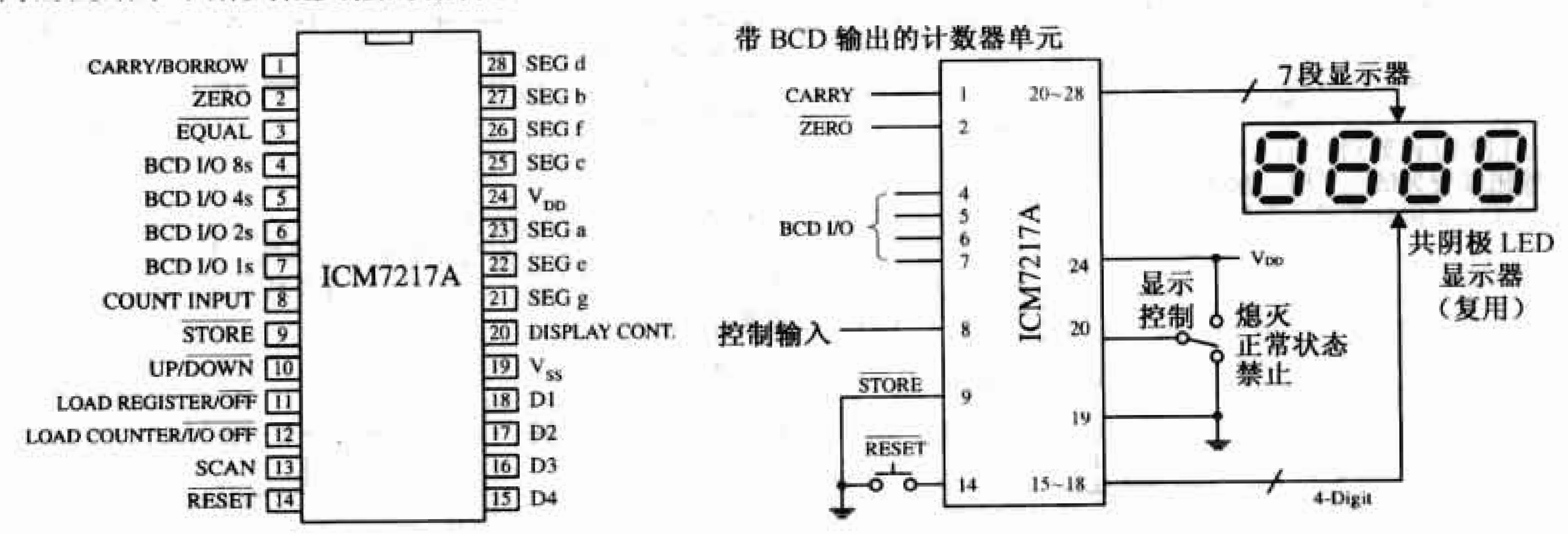


图12.114 ICM7217A(Intersil)可编程4位LED显示顺/倒计数器IC

12.8 移位寄存器

在数字系统中被频繁传输的数据必须被临时保存、复制、向左或向右移位。可以实现这些功能的器件是移位寄存器。移位寄存器由一排触发器相互连接构成,故数据可以向左或向右移位。大多数移位寄存器既可以处理并行数据又可以处理串行数据,还可以将串行数据和并行数据相互转换。图12.115所示为移位寄存器工作方式——串行输入/串行输出、并行输入/并行输出、并行输入/串行输出和串行输入/并行输出中的三种。

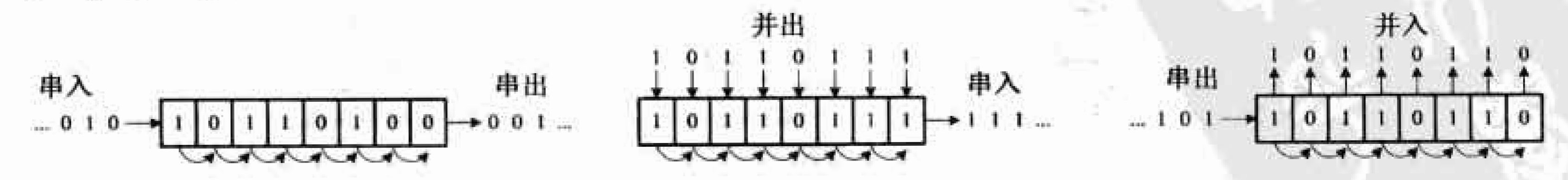


图12.115 串入/串出、并入/串出、串入/并出移位寄存器结构图

12.8.1 串行输入/串行输出移位寄存器

图12.116所示为D触发器构成的4位串行输入/串行输出移位寄存器。串行数据从触发器0的D输入端输入。当时钟线收到时钟信号上升沿时,串行数据从触发器0右移到触发器1,储存在第2、3个触发

器的数据在同一个时钟脉冲内向右移动。向寄存器中存储 4 位数据需要 4 个时钟脉冲。右侧电路说明如何连接触发器以形成左移寄存器。生成更大的移位寄存器，需要更多的触发器(例如，8 位移位寄存器需要 8 个寄存器级联起来)。

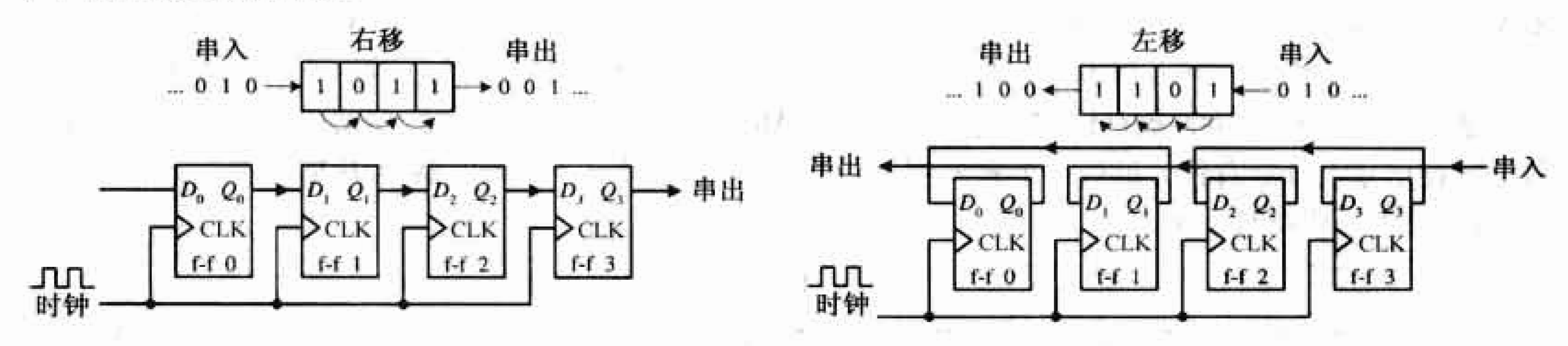


图 12.116　简单的 4 位串入/串出移位寄存器

12.8.2　串行输入/并行输出移位寄存器

图 12.117 所示为 D 触发器构成的 4 位串行输入/并行输出移位寄存器。电路本质上与前面的串行输入/串行输出移位寄存器相同，只是在每个触发器的输出端连接并行输出线，如图 12.117 所示。注意移位寄存器电路也具有低电平有效的清零输入端 $\overline{CLR}$ 和起时钟信号使能控制作用的引导输入端。下面的时序表说明串行到并行转换的顺序。

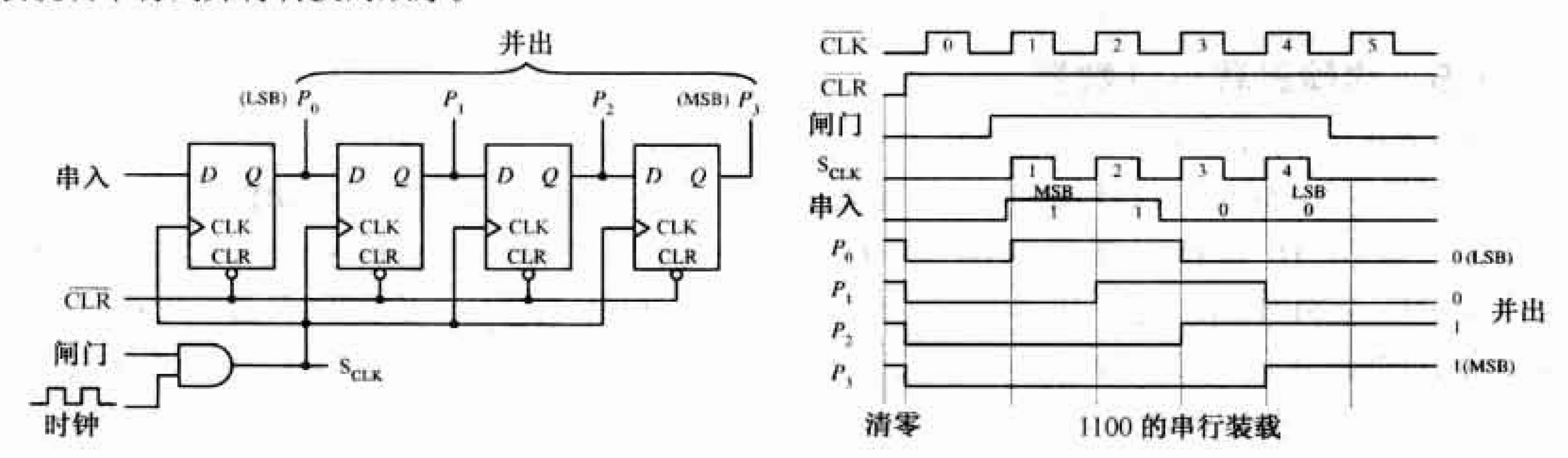


图 12.117　4 位串入/并出移位寄存器

12.8.3　并行输入/串行输出移位寄存器

由 D 触发器构成的 4 位并行输入/串行输出移位寄存器需要额外的控制逻辑门，如图 12.118 电路所示。并行数据首先必须通过所有 4 个触发器的 D 输入端读入。读入数据时，SHIFT/$\overline{\text{LOAD}}$ 应置为低电平。这使得具有"X"标志的与门起效，允许 4 位并行输入数据进入触发器的 $D_0 \sim D_3$ 输入端。在此模式下时钟脉冲来到时，4 位并行数据同步锁存输入触发器中，并出现在 $Q_0 \sim Q_3$ 输出端。要将锁存数据串行输出，SHIFT/$\overline{\text{LOAD}}$ 应置为高电平。这使得无"X"标志的与门起效，允许触发器 Q 输出端的锁存数据传输(移位)到右侧触发器的 D 输入端。在此移位模式下，将并行数据串行输出需要 4 个时钟脉冲。

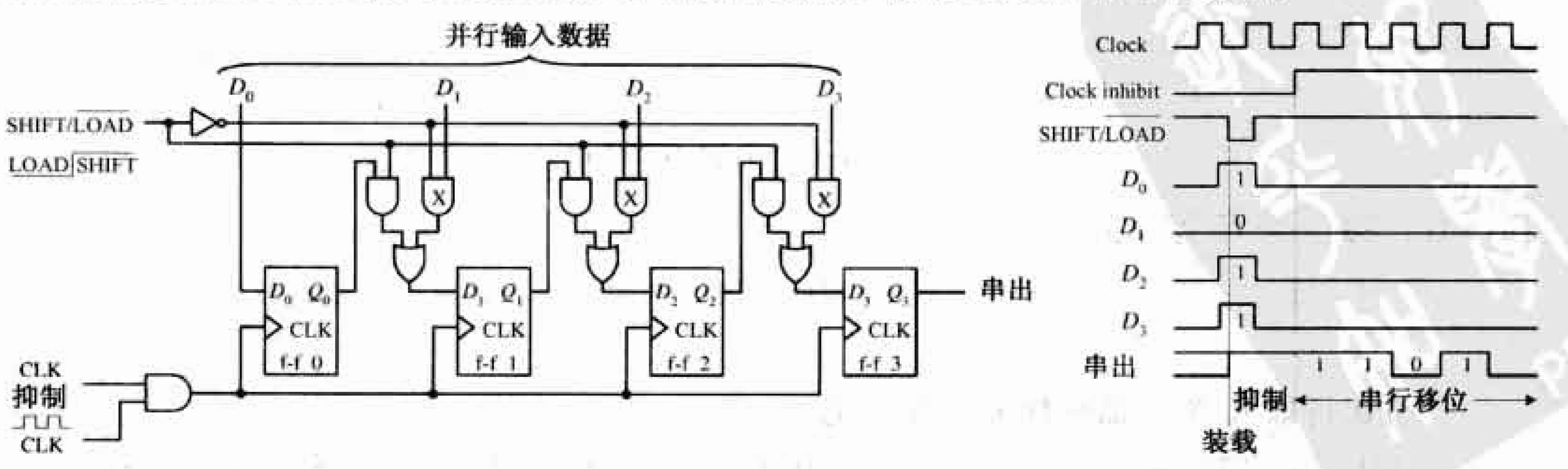


图 12.118　并入/串出移位寄存器

12.8.4　环形计数器

环形计数器(移位寄存器系列)是一种特别的移位寄存器,它将最后一个触发器的输出反馈到第一个触发器的输入。图 12.119 为 D 触发器构成的 4 位环形计数器。在此电路中,当$\overline{START}$输入端为低电平时,通过低电平有效预置位输入端 Q_0 强制为高电平,而 Q_1,Q_2 和 Q_3 由低电平有效清零输入端强制为低电平。这使得二进制数 1000 被存储在寄存器中。当$\overline{START}$输入端转为高电平时,存储在触发器中的数据在每个时钟信号上升沿右移。最后一个触发器的数据位被发送到第一个触发器的 D 输入端。当有时钟信号时,移位循环将持续下去。

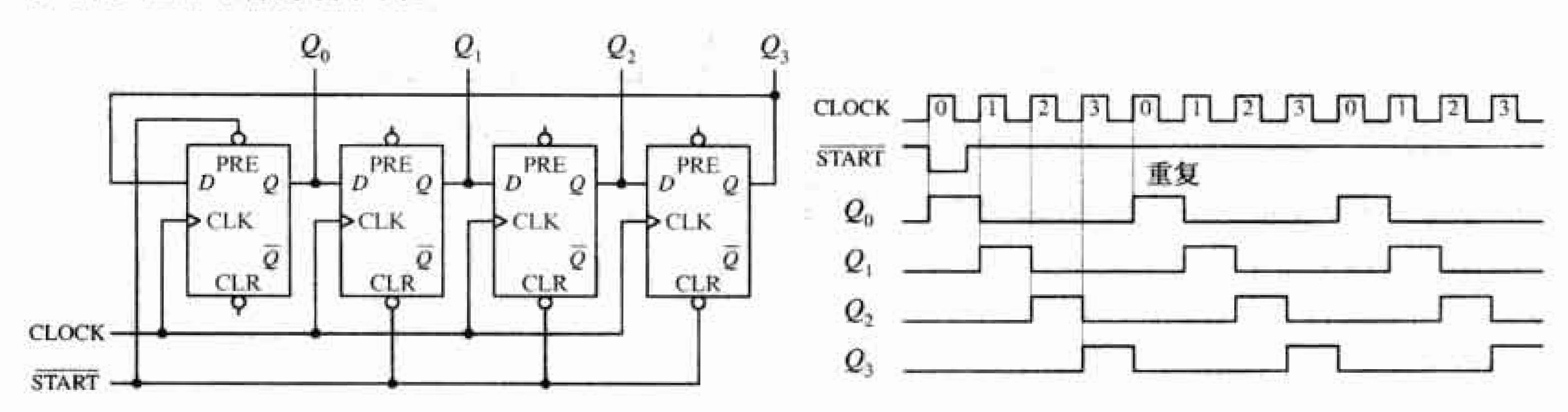


图 12.119　使用正边沿触发的 D 触发器构成环形计数器

12.8.5　约翰逊移位计数器

约翰逊移位计数器类似于环形计数器,不过它的最后一个触发器通过反相输出端向第一个触发器反馈数据。在图 12.120 所示 4 位约翰逊移位计数器中,开始计数需要输入低电平到$\overline{START}$,这使得 Q_0 预置为高电平,而 Q_1,Q_2 和 Q_3 为低电平($\overline{Q}_3$ 为高电平)。换句话说,存储二进制数 1000 到寄存器中,同环形计数器一样。当$\overline{START}$为高电平时,数据将在寄存器中移位。但是,与环形计数器不同,由于从 $\overline{Q}_3$ 而不是 Q_3 反馈,反馈到第 1 个触发器 D_0 输入端的第一位为高电平。在下一个时钟边沿,另一个高电平反馈到 D_0,在下一个时钟边沿,反馈到 D_0 仍然是高电平。只有在第 4 个时钟边沿之后反馈的才是低电平(1 已经移到最后一个触发器而变 $\overline{Q}_3$ 为低电平)。此时,移位寄存器内全为 1。若收到更多时钟脉冲,在下 4 个时钟脉冲内,反馈圈提供低电平到 D_0 输入端。此后,所有触发器 Q 端输出低电平而$\overline{Q}_3$ 输出高电平。在下 4 个时钟信号上升沿出现时,高电平由 $\overline{Q}_3$ 反馈到 $\overline{D}_0$,循环重复。所以,4 位约翰逊计数器有 8 个输出状态(循环需要 8 个时钟脉冲),而不是环形计数器的 4 个。

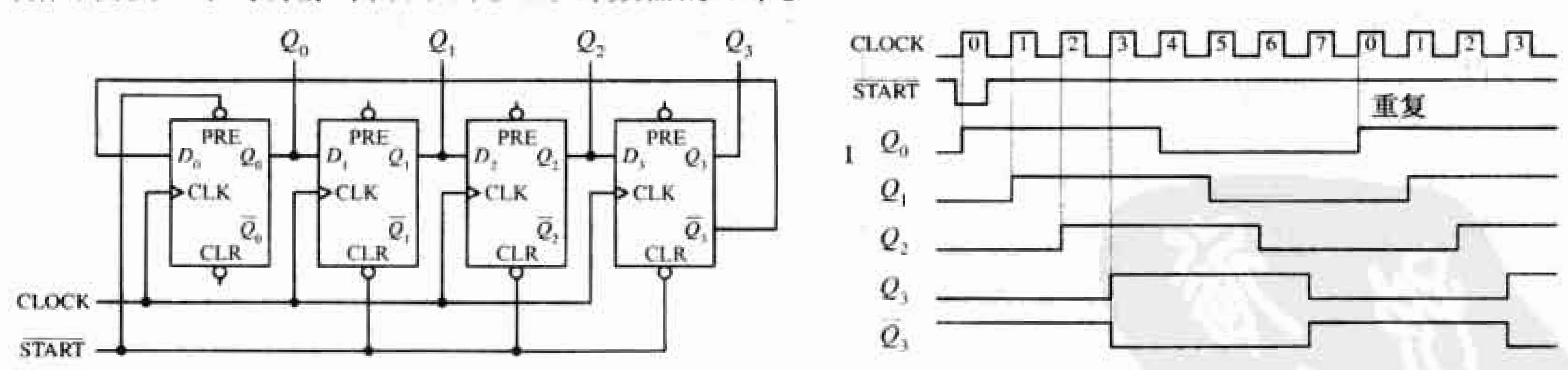


图 12.120　使用正边沿触发的 D 触发器构成约翰逊计数器

12.8.6　移位寄存器 IC

前面学习了移位寄存器的基础理论,现在让我们了解一些内含所有必要的逻辑电路的实用移位寄存器 IC。

7491A 8 位串行输入/串行输出移位寄存器 IC

图 12.121 所示的 7491A 是 8 位串行输入/串行输出移位寄存器,由 8 个相互连接的内置 RS 触发器组成。这个器件具有上升沿触发输入端和一对数据输入端(A 和 B)——在 IC 内相与,如图中的逻辑结构图

所示。这意味着只有当两个输入数据都为高电平时，二进制数码 1 才可以移位进寄存器。只要有 1 个输入端位低电平，则将 0 移位进寄存器。在时钟上升沿数据右移。

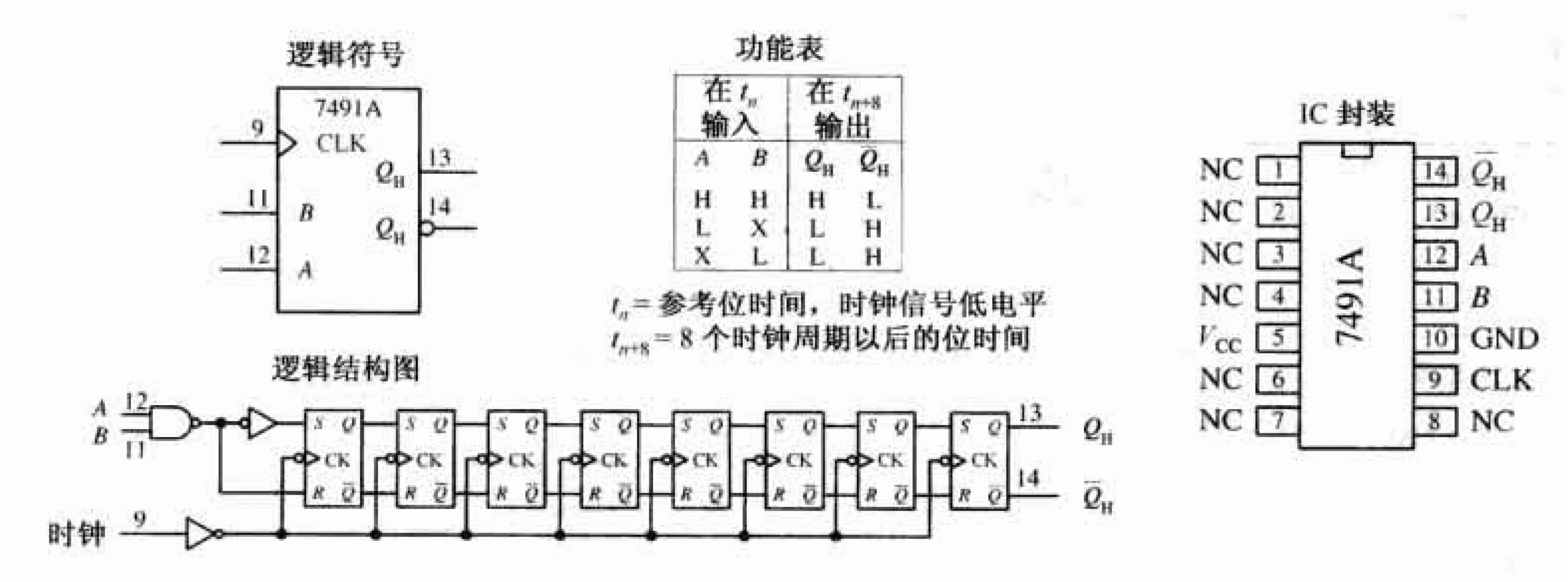


图 12.121　7491A 8 位串行输入/串行输出移位寄存器 IC

74164 8 位串行输入/并行输出移位寄存器 IC

图 12.122 所示的 74164 是一个 8 位串行输入/并行输出移位寄存器。它包含 8 个相互连接的内置触发器且具有两个串行输入 D_{sa} 和 D_{sb}（二者相与）。与 7491A 一样，未使用的串行输入端作为另一个串行输入端的使能控制。例如，如果使用 D_{sa} 作为串行输入端，则保持 D_{sb} 为高电平以允许数据进入寄存器，或保持其为低电平以阻止数据进入寄存器。在每个时钟信号上升沿数据右移一位。在第 8 个时钟脉冲到达后，第一个输入数据将停止在 Q_7 并行输出端。当主复位端（$\overline{MR}$）为低电平时，所有的内置触发器复位且 Q 输出端强制为低。在图 12.122 所示电路示例中，串行二进制数 10011010（154_{10}）被转换为并行输出。注意电路中所使用的与门和引导输入端。引导输入端起时钟信号使能控制端的作用。当其为高电平时，时钟信号起效。时序表解释图中其余部分。

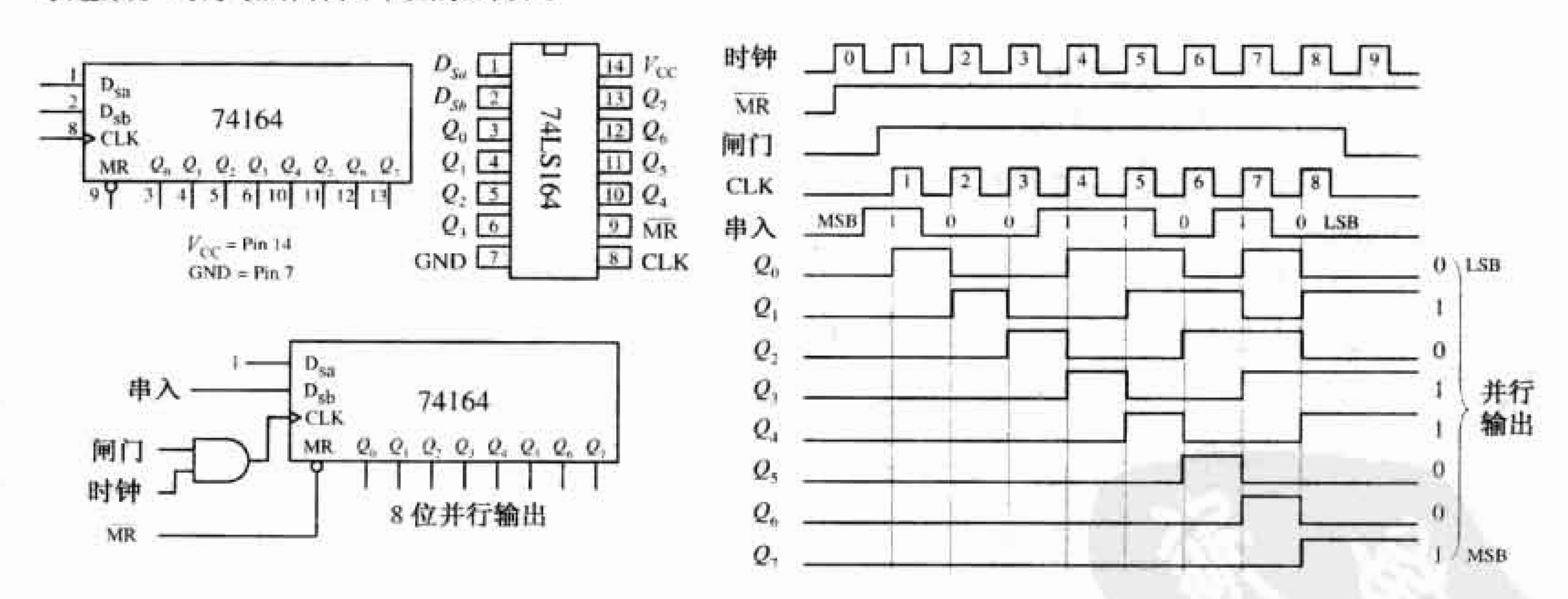
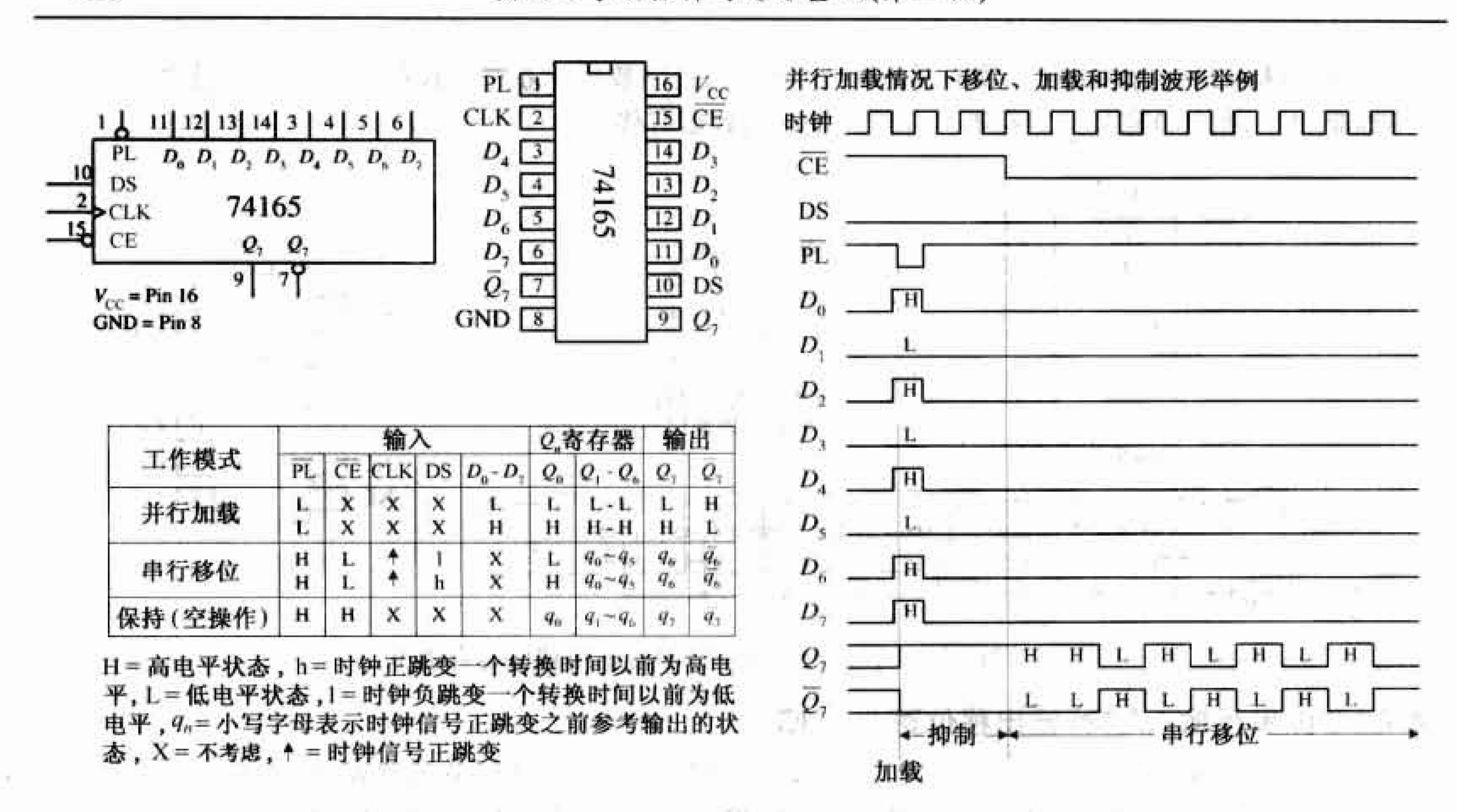


图 12.122　74164 8 位串行输入/并行输出移位寄存器 IC

74165 8 位（串行输入或并行输入）/串行输出移位寄存器 IC

74165 是一个独特的 8 位器件，如图 12.123 所示，它既可以作为串行－串行移位寄存器，又可以作为并行－串行移位寄存器。作为并行－串行移位寄存器时，并行数据提供到 $D_0 \sim D_7$ 输入端，当并行加载输入端（$\overline{PL}$）为低电平时，数据被加载到寄存器中。要开始将并行数据从串行输入端 Q_7（若想输出反变量可以使用）移位输出，时钟使能输入端（$\overline{CE}$）必须置为低电平以允许时钟信号到达内置 D 触发器的时钟信号输入端。作为串行－串行移位寄存器时，串行信号提供到串行数据输入端 DS。一个简单的移位、加载和抑制时序图如图 12.123 所示。



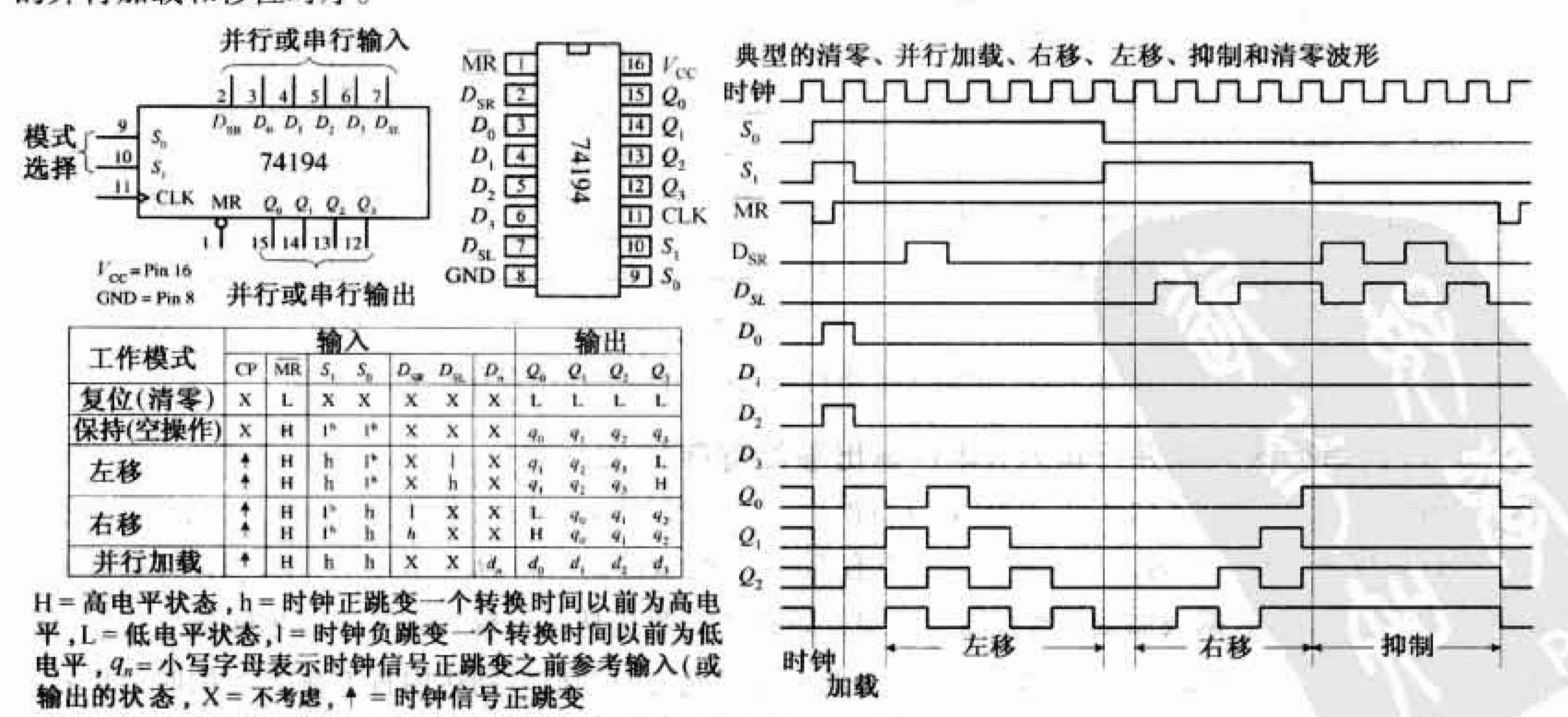
工作模式	输入					Q_n寄存器		输出	
	$\overline{PL}$	$\overline{CE}$	CLK	DS	D_0 - D_7	Q_0	Q_1 - Q_6	Q_7	$\overline{Q}_7$
并行加载	L	X	X	X	L	L	L - L	L	H
	L	X	X	X	H	H	H - H	H	L
串行移位	H	L	↑	l	X	L	q_0 ~ q_5	q_6	$\overline{q}_6$
	H	L	↑	h	X	H	q_0 ~ q_5	q_6	$\overline{q}_6$
保持(空操作)	H	H	X	X	X	q_0	q_1 ~ q_6	q_7	$\overline{q}_7$

H=高电平状态,h=时钟正跳变一个转换时间以前为高电平,L=低电平状态,l=时钟负跳变一个转换时间以前为低电平,q_n=小写字母表示时钟信号正跳变之前参考输出的状态,X=不考虑,↑=时钟信号正跳变

图 12.123　74165 8 位(串行输入或并行输入)/串行输出移位寄存器 IC

74194 通用移位寄存器 IC

图 12.124 所示为 74194 4 位双向通用移位寄存器。它既可以接收串行输入又可以接收并行输入,既可以提供并行输出又可以提供串行输出,还可以根据选择控制 S_0 和 S_1 上的输入信号决定左移或右移。串行数据可以右移串行输入端(D_{SR})或左移串行输入端(D_{SL})输入。选择控制 S_0 和 S_1 用于使触发器处于保持状态($S_0=0, S_1=0$)、左移状态($S_0=0, S_1=1$)、右移状态($S_0=1, S_1=0$)或并行输入状态($S_0=1, S_1=1$)。在并行输入状态($S_0=1, S_1=1$),并行输入数据经由 D_0 ~ D_3 输入端进入寄存器并在下一个时钟信号上升沿被传输到 Q_0 ~ Q_3 输出端。74194 具有异步主复位输入端($\overline{MR}$),当其为低电平时强制所有的 Q 输出端为低电平。要生成一个右移循环计数器,输出端 Q_3 应连接到 D_{SR}输入端,同时使 $S_0=1, S_1=0$。要生成一个左移循环计数器,输出端 Q_0 应连接到 D_{SL}输入端,同时使 $S_0=0, S_1=1$。图 12.124 中的时序图为典型的并行加载和移位时序。



工作模式	输入							输出			
	CP	$\overline{MR}$	S_1	S_0	D_{SR}	D_{SL}	D_n	Q_0	Q_1	Q_2	Q_3
复位(清零)	X	L	X	X	X	X	X	L	L	L	L
保持(空操作)	X	H	l^b	l^b	X	X	X	q_0	q_1	q_2	q_3
左移	↑	H	h	l^b	X	l	X	q_1	q_2	q_3	L
	↑	H	h	l^b	X	h	X	q_1	q_2	q_3	H
右移	↑	H	l^b	h	l	X	X	L	q_0	q_1	q_2
	↑	H	l^b	h	h	X	X	H	q_0	q_1	q_2
并行加载	↑	H	h	h	X	X	d_n	d_0	d_1	d_2	d_3

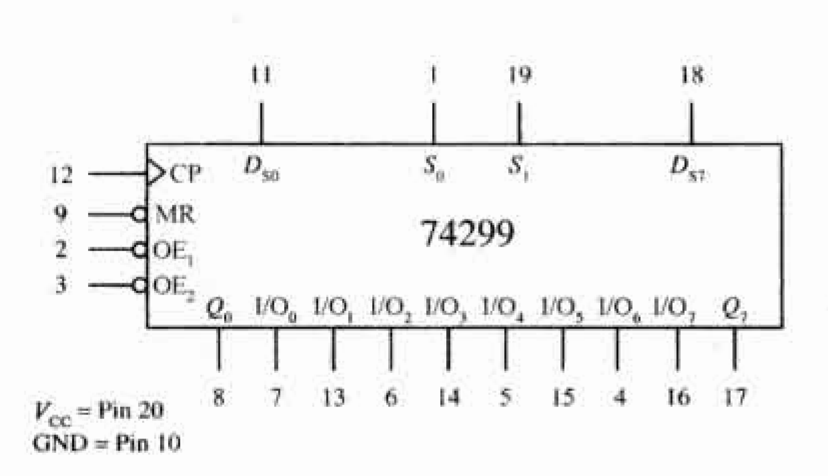
H=高电平状态,h=时钟正跳变一个转换时间以前为高电平,L=低电平状态,l=时钟负跳变一个转换时间以前为低电平,q_n=小写字母表示时钟信号正跳变之前参考输入(或输出的状态,X=不考虑,↑=时钟信号正跳变

b=S_0和S_1输入的负跳变仅应发生在用于常规操作的时钟信号为高电平时

图 12.124　74194 4 位双向通用移位寄存器

74299 8 位通用三态移位/储存寄存器

许多移位寄存器具有三态输出——输出可能为高电平、低电平或高电平独立状态(开路或高阻抗状态)。这些器件一般作为三态总线接口应用中的存储寄存器。一个 8 位通用三态移位/储存寄存器的例子是 74299,如图 12.125 所示。它具有 4 种同步操作模式——通过两个选择输入端 S_0 和 S_1 选择。同前面所讲的 74194 通用移位寄存器一样,74299 的选择模式包括左移、右移、保持和数码并行输入(参见图 12.125 的功能表)。模式选择输入端、串行数据输入端(D_{S0}和 D_{S7})和并行数据输入端(I/O_0 到 I/O_7)均为上升沿触发。主复位输入端($\overline{MR}$)为异步低电平有效输入端,当其为低电平时将寄存器清零。三态双向 I/O 端口有三种操作状态:读寄存器、加载寄存器和禁用 I/O。读计数器模式允许计数器中的数据在 I/O 端口被读。这种模式可以通过将两个输出使能端($\overline{OE_1}$ 和$\overline{OE_2}$)均置为低电平且选择输入端至少一个置低电平选择。加载寄存器模式令寄存器在下一个时钟信号上升沿进行并行加载。这种模式可以通过将两个选择输入端均置为高电平选择。最后,禁用 I/O 在输出使能端有一个或都为高电平时禁用输出端(使其处于高阻抗状态)。



H = 高电平状态,h = 时钟正跳变一个转换时间以前为高电平,L = 低电平状态,l = 时钟负跳变一个转换时间以前为低电平,q_n = 小写字母表示时钟信号正跳变之前参考输出的状态,X = 不考虑,↑ = 时钟信号正跳变。

工作模式	输入							输出		
	$\overline{MR}$	CP	S_0	S_1	D_{S0}	D_{S7}	I/O_n	Q_0	$Q_1 \sim Q_6$	Q_7
复位(清零)	L	H	X	X	X	X	X	L	L - L	L
右移	H	↑	h	l	l	X	X	L	$q_0 \sim q_5$	q_6
	H	↑	h	l	h	X	X	H	$q_0 \sim q_5$	q_6
左移	H	↑	l	h	X	l	X	q_1	$q_0 \sim q_5$	L
	H	↑	l	h	X	h	X	q_1	$q_0 \sim q_5$	H
保持(空操作)	H	↑	l	l	X	X	X	q_0	$q_1 - q_6$	q_7
并行加载	H	↑	h	h	X	X	l	L	L - L	L
	H	↑	h	h	X	X	h	H	H - H	H

三态 I/O 工作模式	输入					输入/输出
	$\overline{OE_1}$	$\overline{OE_2}$	S_0	S_1	Q_n 寄存器	$I/O_0 - I/O_7$
读寄存器	L	L	L	X	L	L
	L	L	L	X	H	H
	L	L	X	L	L	L
	L	L	X	L	H	H
加载寄存器	X	X	H	H	$Q_n = I/O_n$	I/O_n = inputs
I/O 高阻状态	H	X	X	X	X	High Z
	X	H	X	X	X	High Z

图 12.125 74299 三态输出的 8 位通用移位/存储寄存器

12.8.7 移位寄存器的简单应用

16 位串行 – 并行转换器

构成 16 位串行 – 并行转换器的一个简单方式是将两个 74164 8 位串行输入/并行输入移位寄存器连接起来,如图 12.126 所示。连接两个移位寄存器,只需要将第一个触发器的 Q_7 输出端同第二个移位寄存器的一个串行输入端连接起来(串行输入数据未使用的串行输入端作为另一个串行输入端的高电平有效使能控制端)。在操作期间,当数据移位出第一个寄存器的 Q_7 输出端(或数据输出 D_7)后,它们将进入第二个寄存器的串行输入端(此处选择 D_{sa}为串行输入端)且将出现在第二个寄存器的 Q_0 输出端(或数据输出 D_8)。输入数据位到达第二个寄存器的 Q_7 输出端(或数据输出 D_{15})需要经过 16 个时钟周期。

数据同时转换的 8 位串行 – 并行转换器

图 12.127 所示电路起串行 – 并行转换的作用,仅当 8 位数据均输入寄存器时转换后的 8 位数据才被输出。这里使用了一个 74164 8 位串行输入/并行输出移位寄存器、一个 74HCT273 8D 触发器和一个 8 分频计数器。在每个时钟信号的上升沿,串行数据被加载到 74164。8 个时钟脉冲后,第一个串行位移位到 74164 的 Q_7 输出端,同时最后一个数据为进入停留在 74164 的 Q_0 输出端。在第 8 个时钟脉冲的下降沿,下降沿触发的 8 分频电路输出变为高电平。在此高电平过渡期间,出现在 74HCT273 输入端的数据(数据

同时保存在 74164 的 Q 输出端)被同时传送到 74HCT273 的输出端(将 74HCT273 当做临时储存寄存器——每 8 个时钟脉冲输出一次数据)。

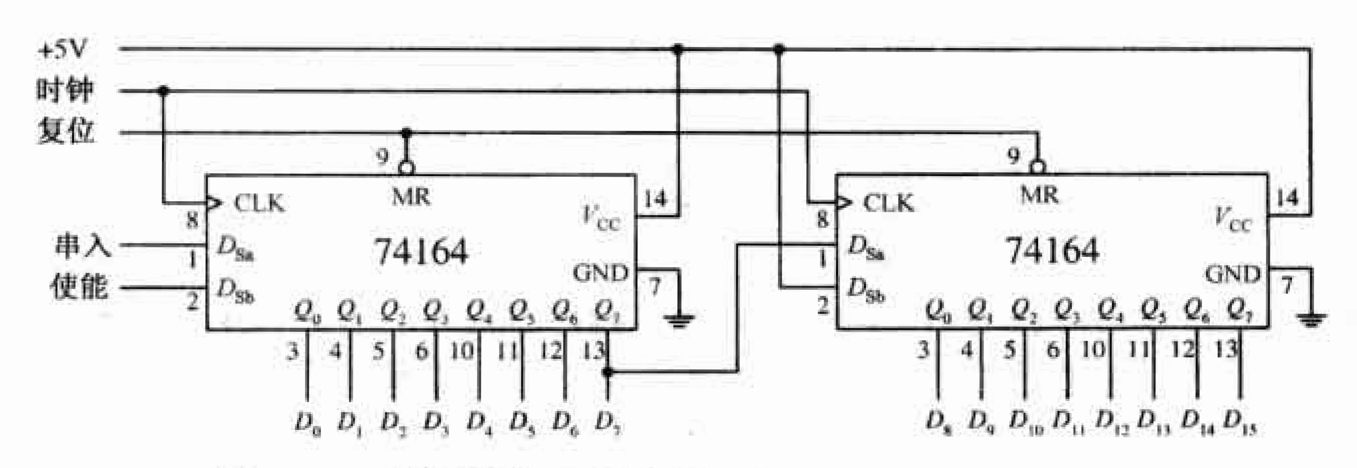


图 12.126 使用两个 74164 构成一个 16 位串行 - 并行转换器

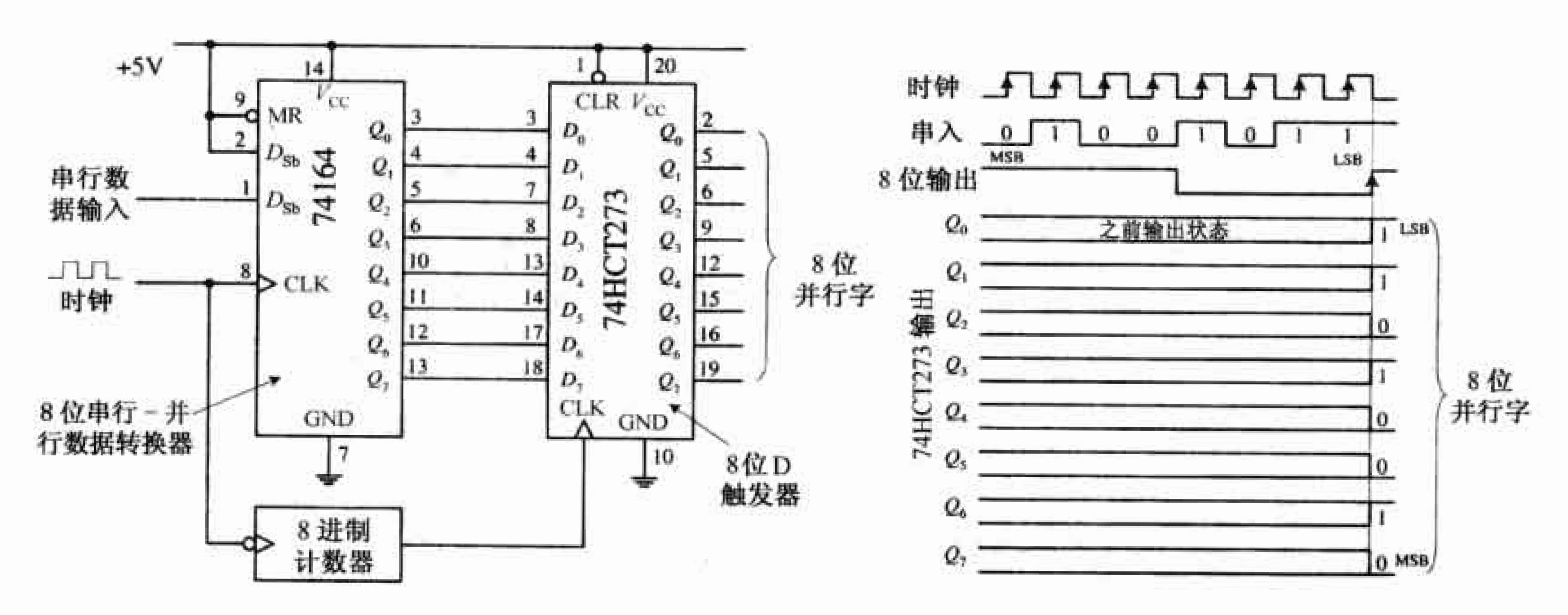


图 12.127 8 位串行 - 并行数据转换器

8 位并行 - 串行接口电路

如图 12.128 所示,这里使用一个 74165 8 位并行 - 串行移位寄存器接收并行 ASCII 码并将其转换为可以发送到串行器件的串行 ASCII 码。ASCII 码只有 7 位(例如 & 的二进制码为 010 0110)。如何处理未使用位? 在生产时,大多数使用串行 ASCII 码通信的器件都将额外的第 8 位用于特定用途,可以用做奇偶效验位,也可以用于传输一组特别的字符。额外位经常被置为低电平且被接收它的串行器件忽略。为使事情简化,将额外位置为低电平且假定串行器件也如此处理,即意味着将 74165 的 D_0 输入端置为低电平。ASCII 码的首位将输入到 D_1 输入端,而末位将输入端 D_7 输入端。现在,ASCII 码输入到寄存器的输入端,当并行加载线($\overline{PL}$)输入负脉冲时,ASCII 码连同被忽略位一起,被加载到寄存器上。将时钟使能输入($\overline{CE}$)置为低电平使得时钟信号起效以允许加载数据串行移位输出。第 8 个脉冲之后(0 ~ 7),串行器件将接收到所有 8 个串行数据位,微处理器和微控制器需要提供$\overline{CE}$和$\overline{PL}$线以及必要的控制信号以保证寄存器和串行器件通信正常。

循环存储寄存器

循环存储寄存器是预置二进制数的移位寄存器——二进制数经由寄存器输出端到输入端的反馈连接在寄存器内串行循环。循环计数器可以用于许多场合,从提供用于驱动 IC 输入端的特定重复波形到驱动用于控制步进电机的输出驱动器。

在图 12.129(a)中,一个并行 4 位二进制数提供到 74194 通用移位寄存器的 D_0 ~ D_3 输入端。当 S_1 选择输入端为高电平(开关断开),4 位数据被加载到寄存器上。若 S_1 选择输入端为低电平(开关闭合),当时

钟上升沿到达时,4 位数以串行方式移位通过寄存器,由 Q_3 输出,再经由 D_{SR} 输入端(串行右移输入端)返回到 Q_0。此处,移位寄存器加载数据为 0111。当开始在寄存器内将数据移位时,一个单独的低电平输出将在输出端变换位置,使得连接在相应低电平输出端的 LED 灯依次点亮。换而言之,制作了一个圣诞树彩灯。

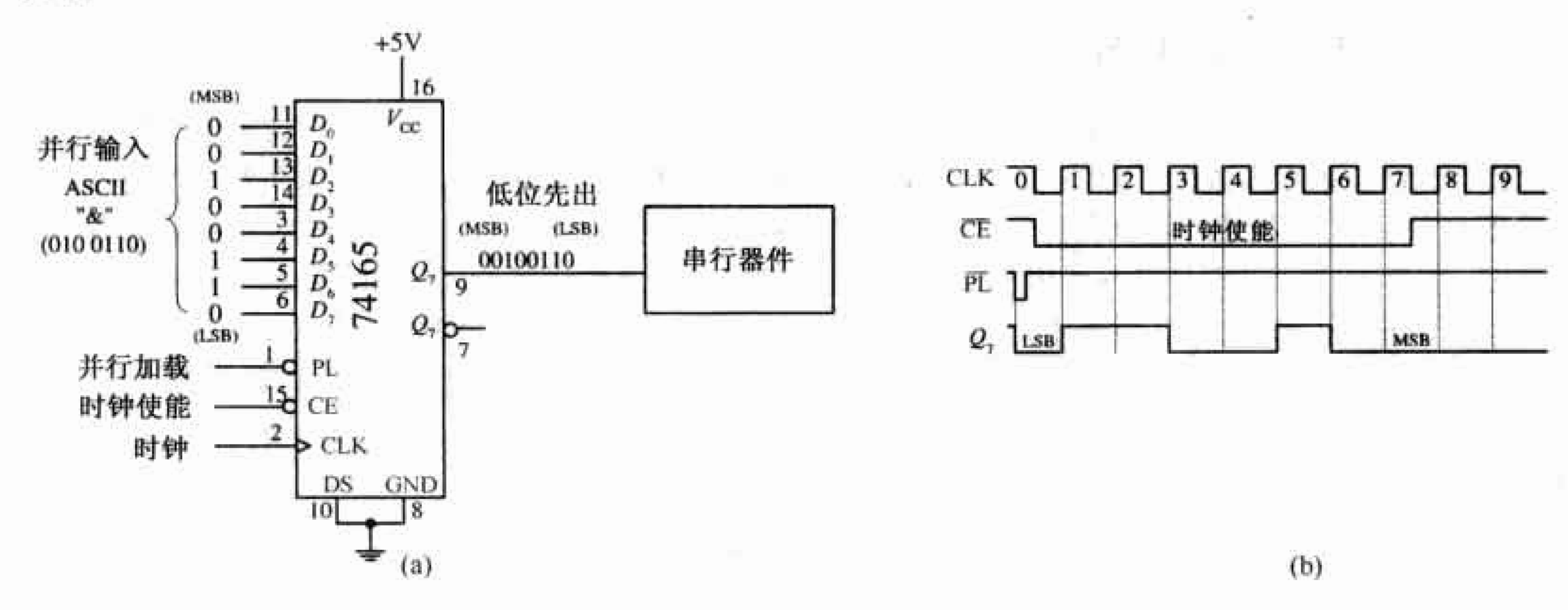


图 12.128　8 位并行 - 串行接口

图 12.129 所示电路与上一个电路基本相同。但是现在电路用于驱动步进电机。该步进电机有 4 个定子线圈必须按顺序通电,以使得电机转过给定角度。例如,要使一个简单的步进电机顺时针转动,则必须对其定子线圈 1,2,3 和 4 按如下顺序通电压:1000,0100,0010,0001,1000,等等。可以通过将二进制数 1000 并行加载到 74194 的 D_0 到 D_3 输入端以获得这个通电压顺序。要输出顺时针通电压顺序 1000,0001,0010,0100,1000,只需要设置 S_0 = 高电平且 S_1 = 低电平以使得数据右移。当时钟脉冲到达时,1000 出现在输出端,然后将变为 0100,0010,0001,1000,等等。步进电机的旋转速度取决于时钟频率。要输出逆时针通电压顺序,需要设置 S_0 = 低电平且 S_1 = 高电平以使得数据左移。要驱动步进电动机,需要使用一个缓冲器/驱动器接口,如图 12.129 所示的 7407,以及若干输出三极管(图中没有显示)。不同类型的步进电动机可能要求与图中所示不同的通电压顺序。步进电动机及各种驱动点亮将在第 13 章详细讨论。

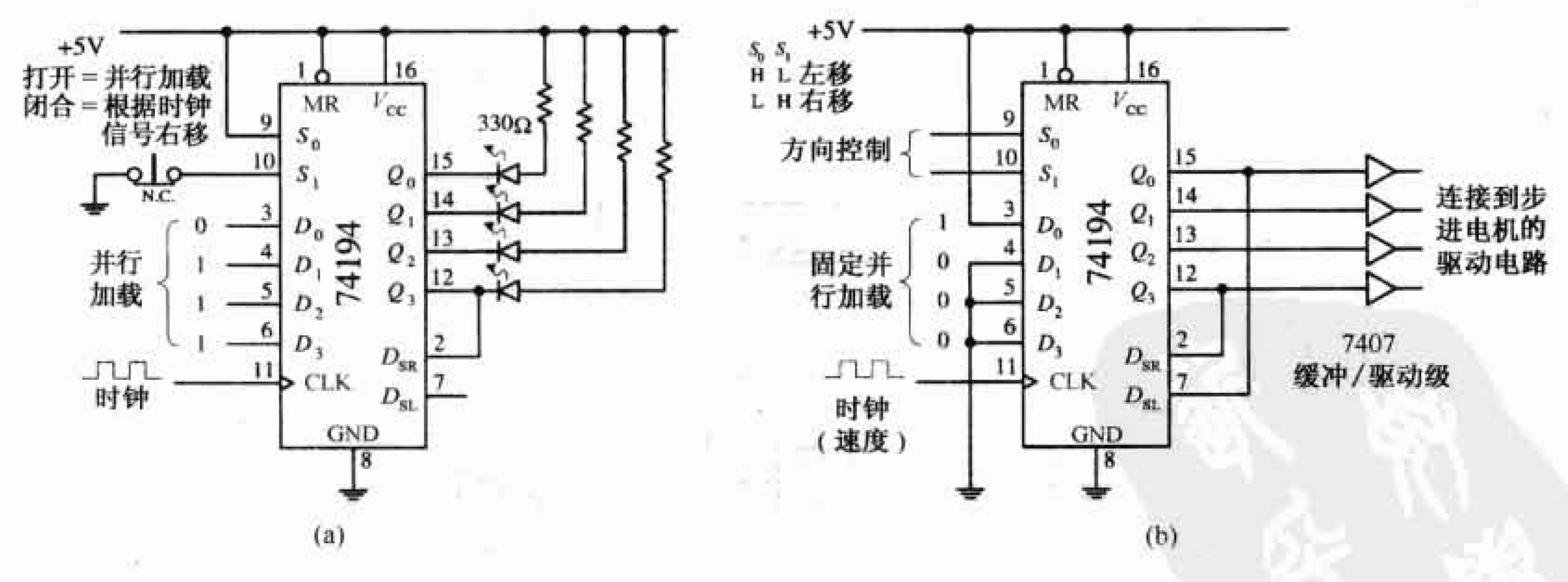


图 12.129　(a)简单的移位寄存器顺序发生器;(b)使用一个通用移位寄存器 IC 控制步进电机

12.9　三态缓冲器、锁存器和收发器

使用微处理器的数字系统要求许多不同的器件(例如 RAM,ROM,I/O 等)共用一根某种类型的总线。对于简单的微处理器系统,数据总线通常是 8 位宽(8 根独立的导线)。为了使器件共用总线,每次只能有

一个器件传输数据——微处理器决定哪个器件可以传输数据和哪个器件不可以传输数据。为了使微处理器可以控制数据流，需要一个外部寄存器，这个器件接收微处理器发出的控制信号并且对其做出相应响应——允许并行数据通过或阻止并行数据通过。在实际应用中，常用的三个器件是8位三态缓冲器、8位锁存器/触发器和收发器。

12.9.1 三态8位缓冲器

三态8位缓冲器是这样一种部件，当其有效时，则将出现在8个输入端的数据不加变换地传输到输出端；当其无效时，则输入数据不会传输到输出端——输出端处于高阻值状态。高阻值状态使得不同器件共用总线成为可能。8位缓冲器也提供驱动输出器件所需额外的流入或流出电流。三种常用的8位缓冲器如图12.130所示，74xx240是三态反相8位缓冲器，74xx241是三态施密特触发反相8位缓冲器，而74xx244为通用的三态8位缓冲器。三个器件的使能控制相同，为了激活所有8个输出端（允许数据从输入端 *I* 传送到输出端 *Y*），两个输出使能输入端 $\overline{OE_a}$ 和 $\overline{OE_b}$ 都必须置为低电平。如果只想激活4个输出端，将一个输出使能端置为高电平而另一个为低电平（哪一个输出使能端控制哪一个反相器可查阅IC表）。要使8个输出使能端均不起作用，两个输出使能端都要设为高电平。

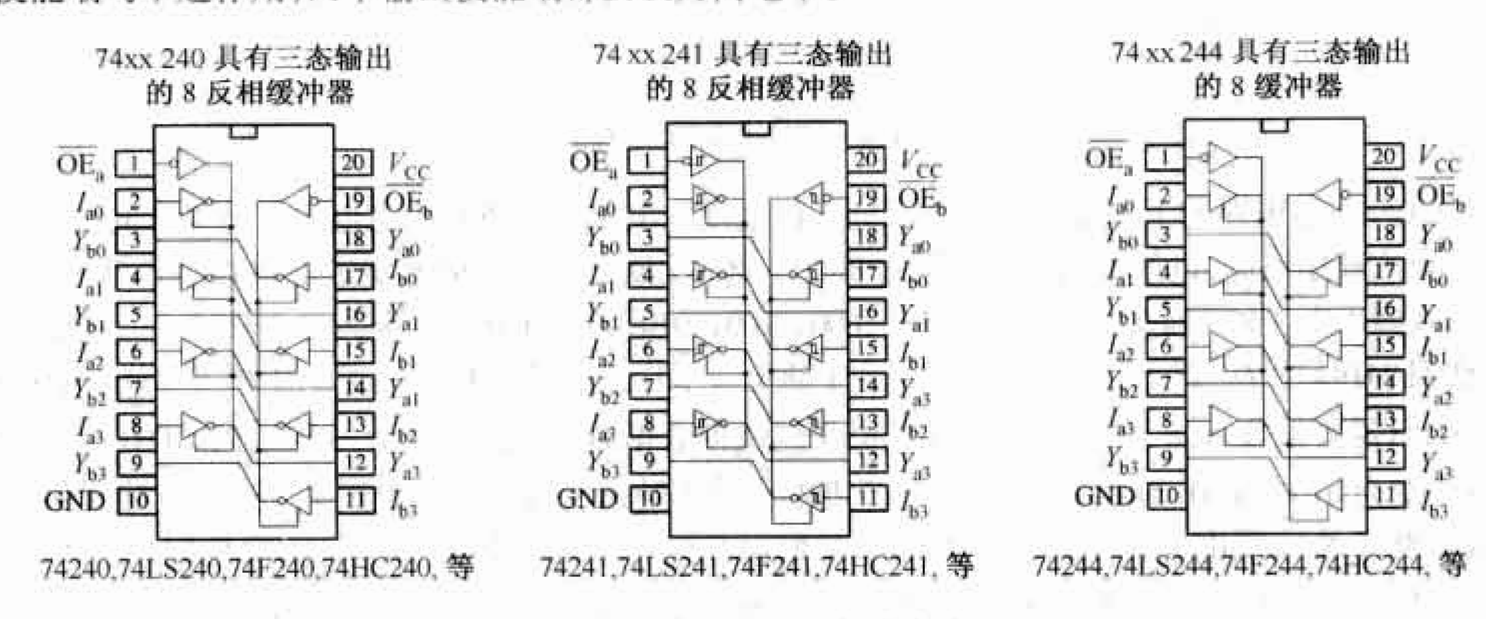


图 12.130　三态8位缓冲器

图12.131是一个三态反相8位缓冲器使用在8位微处理器系统中的例子。上面的缓冲器将共用的数据总线与另一根总线相连接。下面的两个缓冲器用于将输入器件连接到数据总线上。通过程序和另外的数据总线的帮助，微处理器可以选择一个缓冲器起效而另一个缓冲器失效。

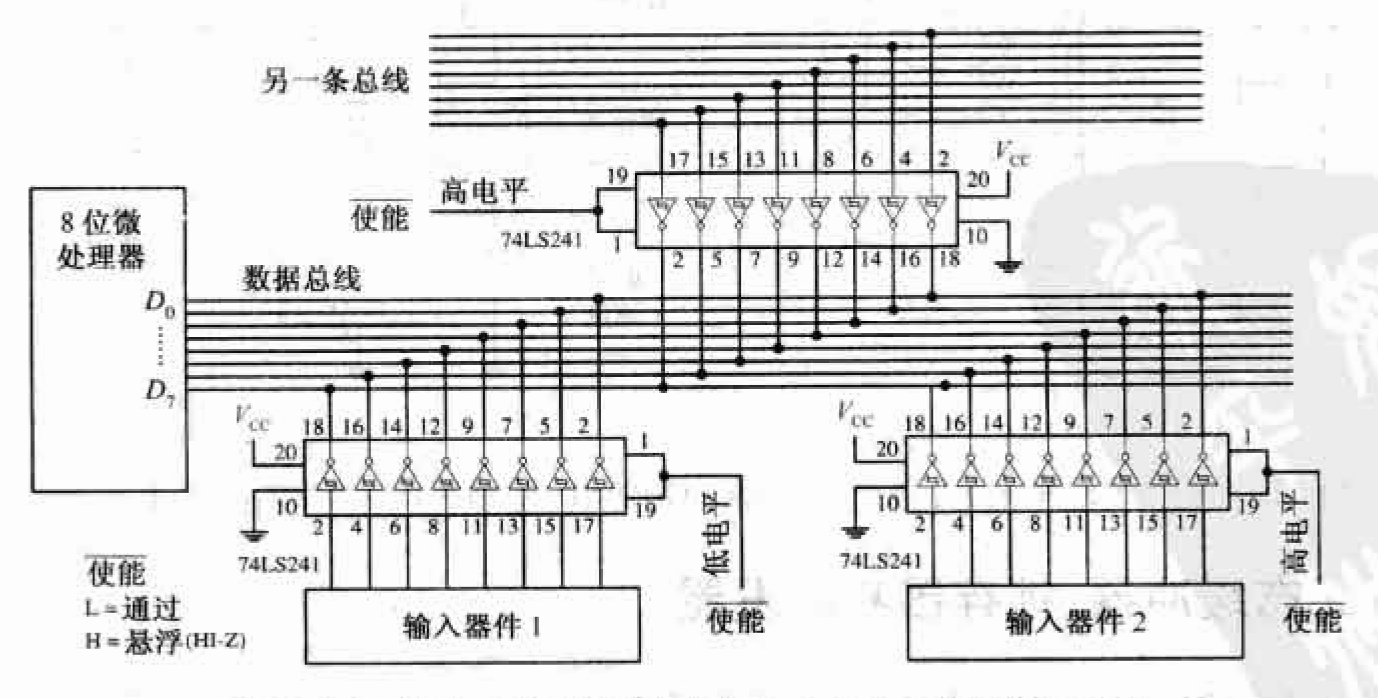
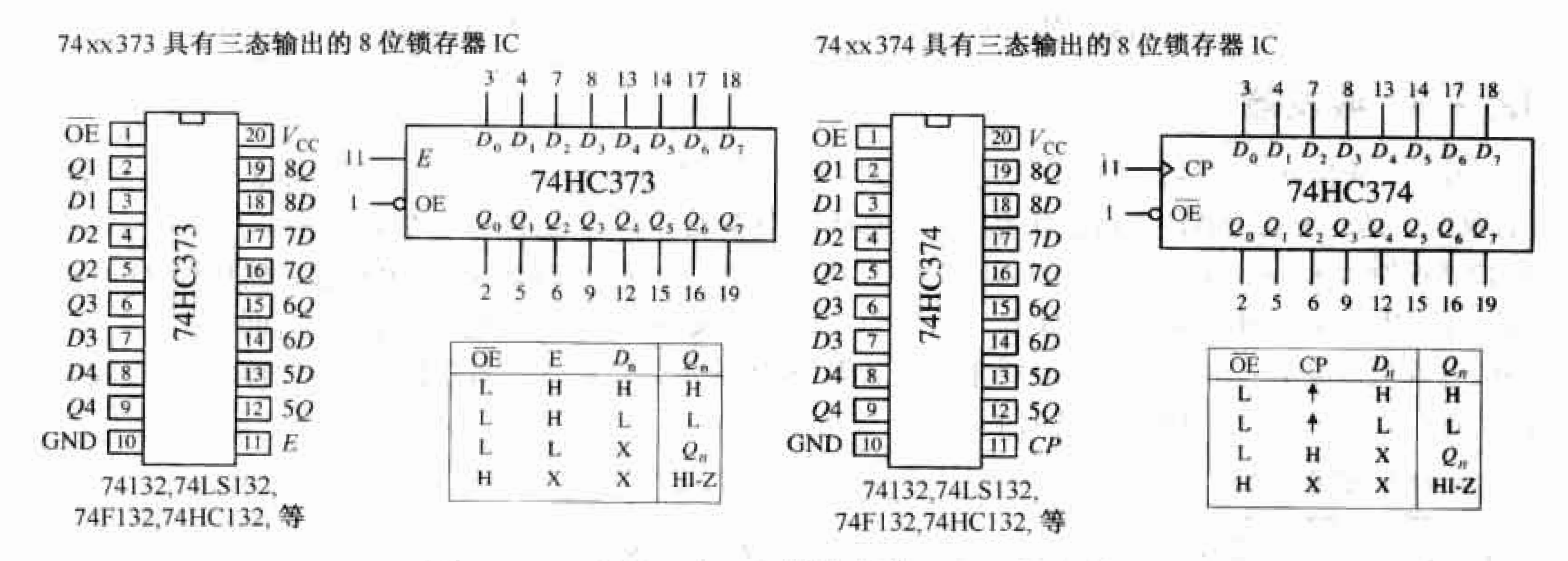


图 12.131　使用三态反相8位缓冲器IC的8位总线缓冲系统

只有当相应的 8 位缓冲器起效时(输入使能端为低电平),输入器件或其他总线的数据才可以传输到数据总线上。每次只允许一个器件或总线传输数据到数据总线上。这里,输入器件 1 是唯一被允许传输数据到数据总线的装置,因为它的使能输入端被置为低电平。注意,当数据在传输通过 8 位反相缓冲器时被取反。

12.9.2 三态 8 位锁存器和触发器

三态 8 位锁存器或八位触发器,与三态 8 位缓冲器不同,具有在输入端的数据被传输到输出端之前有保持的能力。在微处理器应用中,许多器件共用一根数据总线,因此记忆特性非常重要,因为它使得微处理器在必要时可以先存储数据,然后进行数据总线需要的其他操作,最后再返回到所存储的数据。这种保持特性也允许输出器件在数据总线的当前状态改变时再读取前面空闲时保存在数据总线上的数据。要理解三态 8 位锁存器和触发器如何工作,让我们首先参考图 12.132 所示的 73xx373 三态 8 位锁存器和 74xx374 三态 8 位触发器。



OE	E	D_n	Q_n
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_n
H	X	X	HI-Z

OE	CP	D_n	Q_n
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	H	X	Q_n
H	X	X	HI-Z

图 12.132 具有三态 8 位的锁存器 IC 和 D 触发器 IC

74xx373 8 位锁存器包含 8 个 D 型“透明”锁存器。当其使能输入端(E)为高电平时,输出端($Q_0 \sim Q_7$)与输入端($D_0 \sim D_7$)相同。当 E 为低电平时,出现在输入端的数据被读入锁存器。要使得输出端处于高阻值状态,输出使能输入端($\overline{\text{OE}}$)应置为高电平。图 12.133 所示为一简单的总线导向系统,它使用两个 74HC373 连接输入器件与输出器件。同样,与 8 位缓冲器类似,控制信号由微处理器提供。

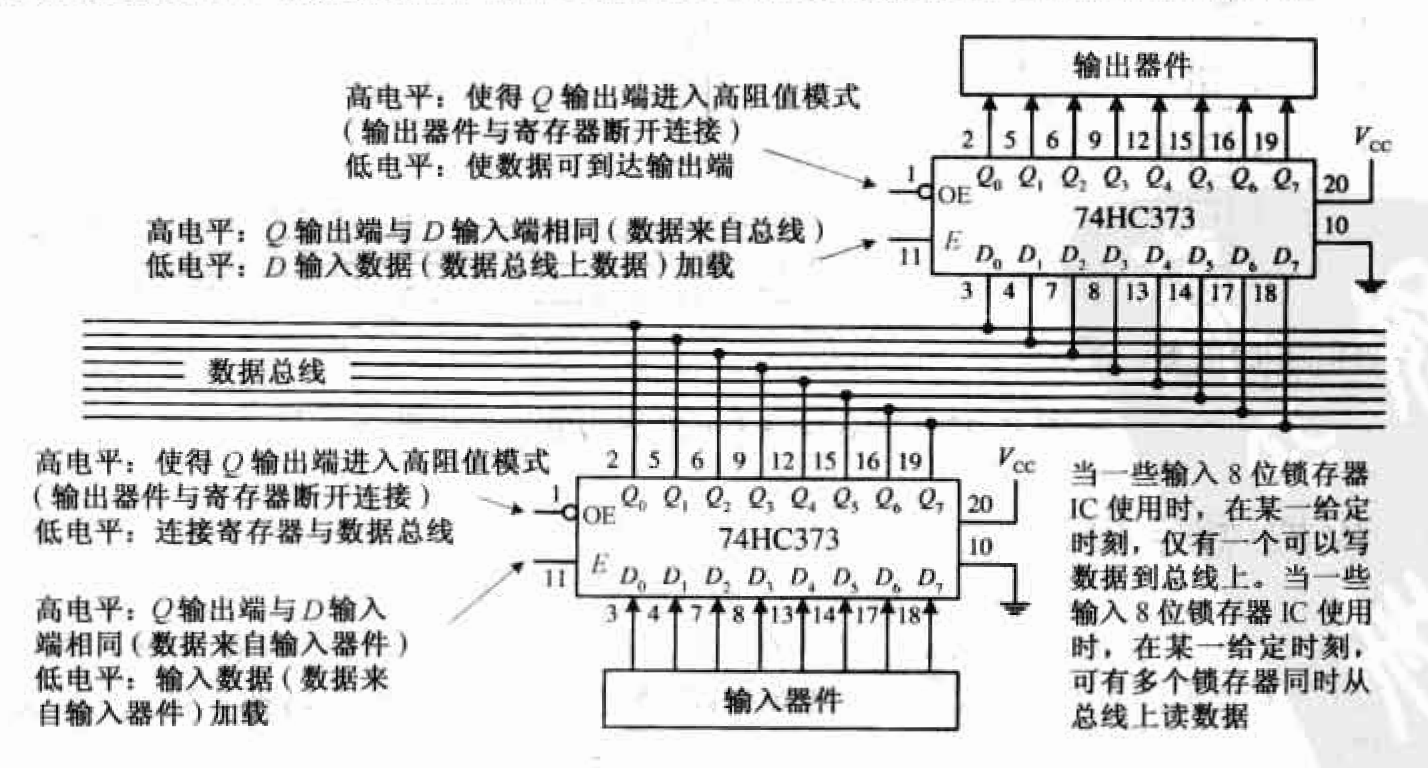
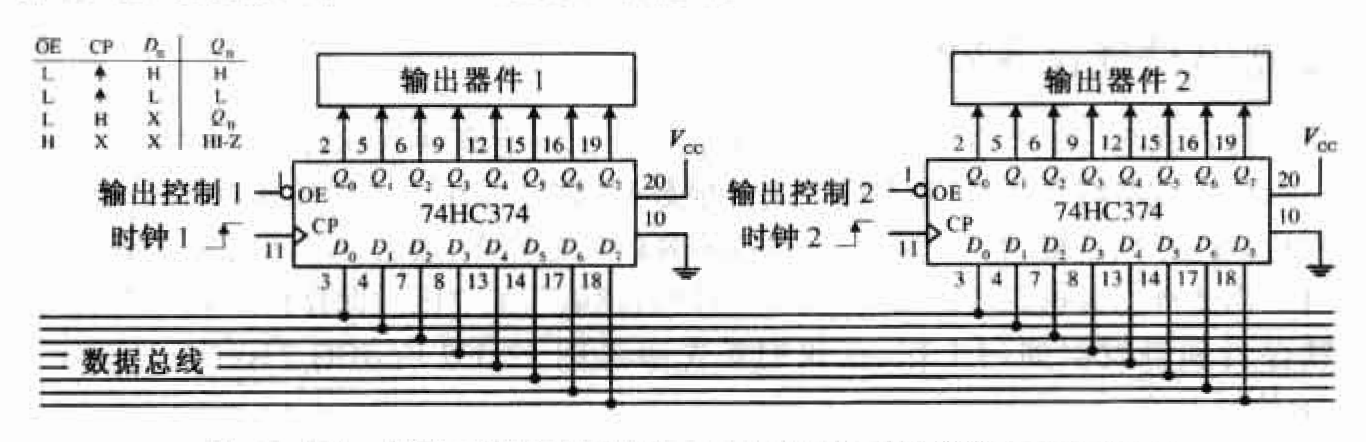


图 12.133 使用三态输出的 8 位锁存器 IC 作为数据总线寄存器

74xx374 8 位触发器具有 8 个边沿触发的触发器。与 8 位锁存器不同,74xx374 输出端不“透明”——输出不跟随输入。取而代之的是,在数据出现在 Q 输出端之前,在时钟信号输入端 CP 必须有一个上升沿加载到器件上。要使得输出端处于高阻值状态,输出使能输入端($\overline{OE}$)应置为高电平。图 12.134 所示为一简单的总线导向系统,它使用两个 74HC374 连接两个输出装置。



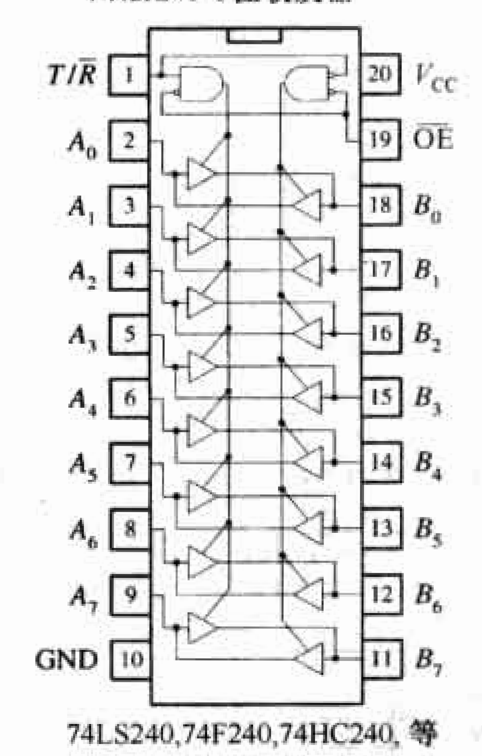
$\overline{OE}$	CP	D_n	Q_n
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	H	X	Q_0
H	X	X	HI-Z

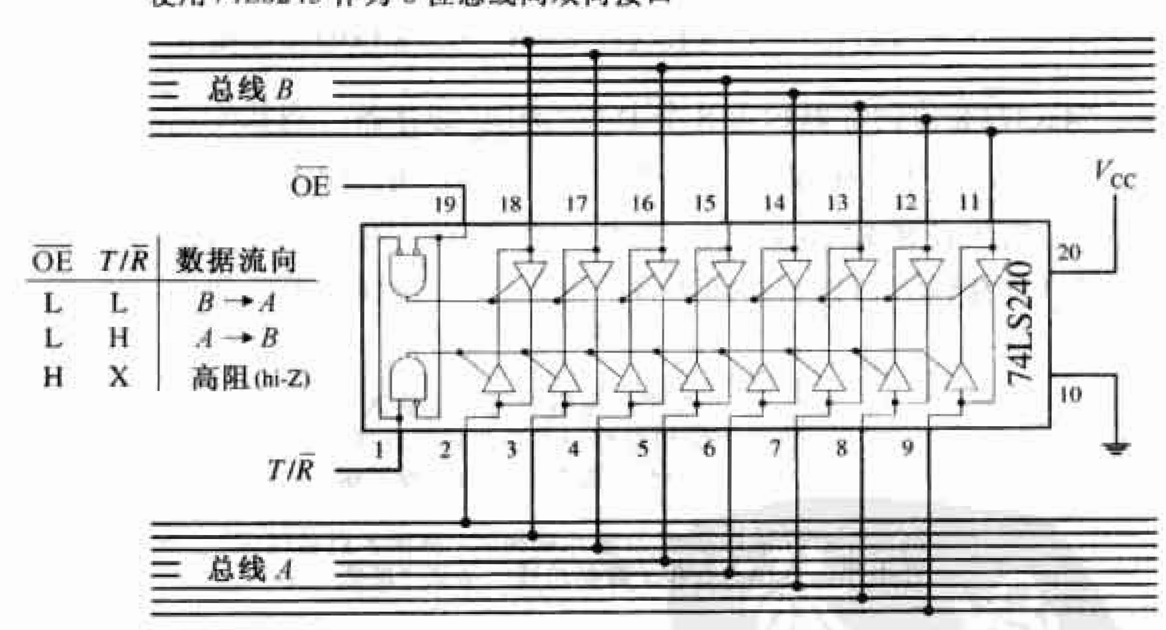
图 12.134 使用 8 位 D 触发器 IC 作为钟控三态数据总线寄存器

12.9.3 收发器

另一种连接共用总线器件的方法是使用收发器。与三态 8 位缓冲器、8 位锁存器和 8 位触发器都不同,收发器是一个双向器件。这意味着当使用总线导向系统时,外部器件可以在数据总线上读或写数据。图 12.135 所示为 74xx245 8 位收发器及其简单应用。在应用电路中,74LS245 用做两根数据总线之间的双向接口。从总线 A 向总线 B 发送数据,74LS245 的传输/接收输入端($T/\overline{R}$)应置为高电平,同时输出使能端($\overline{OE}$)应置为低电平。从总线 B 向总线 A 发送数据,$T/\overline{R}$ 应置为低电平。若要使收发器的输出端失效(使输出端处于高阻值状态)$\overline{OE}$应为高电平。

74xx245 8位收发器





$\overline{OE}$	$T/\overline{R}$	数据流向
L	L	$B \to A$
L	H	$A \to B$
H	X	高阻(hi-Z)

图 12.135 74xx245 8 位收发器及其简单应用

12.10 模拟/数字接口

连接数字电路和模拟电路有许多方法。在本节将介绍两种基本类型的接口电路:一种类型用于简单的开/关触发;另一种类型用于处理真实的模数转换和数模转换——将模拟信号转换为数字信号或将数字信号转换为模拟信号。

12.10.1　模拟信号触发的简单逻辑响应

有时需要使用模拟电路产生的简单开/关信号驱动逻辑电路。例如，当模拟电压，假定由温度传感器产生，达到预定的临界水平，你可能想要锁存一个报警信号(通过一个触发器)。或者也许只想要统计模拟电压达到某一临界水平的次数。对于这些简单的开关响应要求，通常使用比较器或可控放大器来作为传感器的模拟输出和逻辑电路的输入之间的接口。简单地只使用一个由带可变电阻的传感器和一个拉升电阻组成的电压分压网络就可以了。图 12.136 是一些可以说明这一点的示例图。

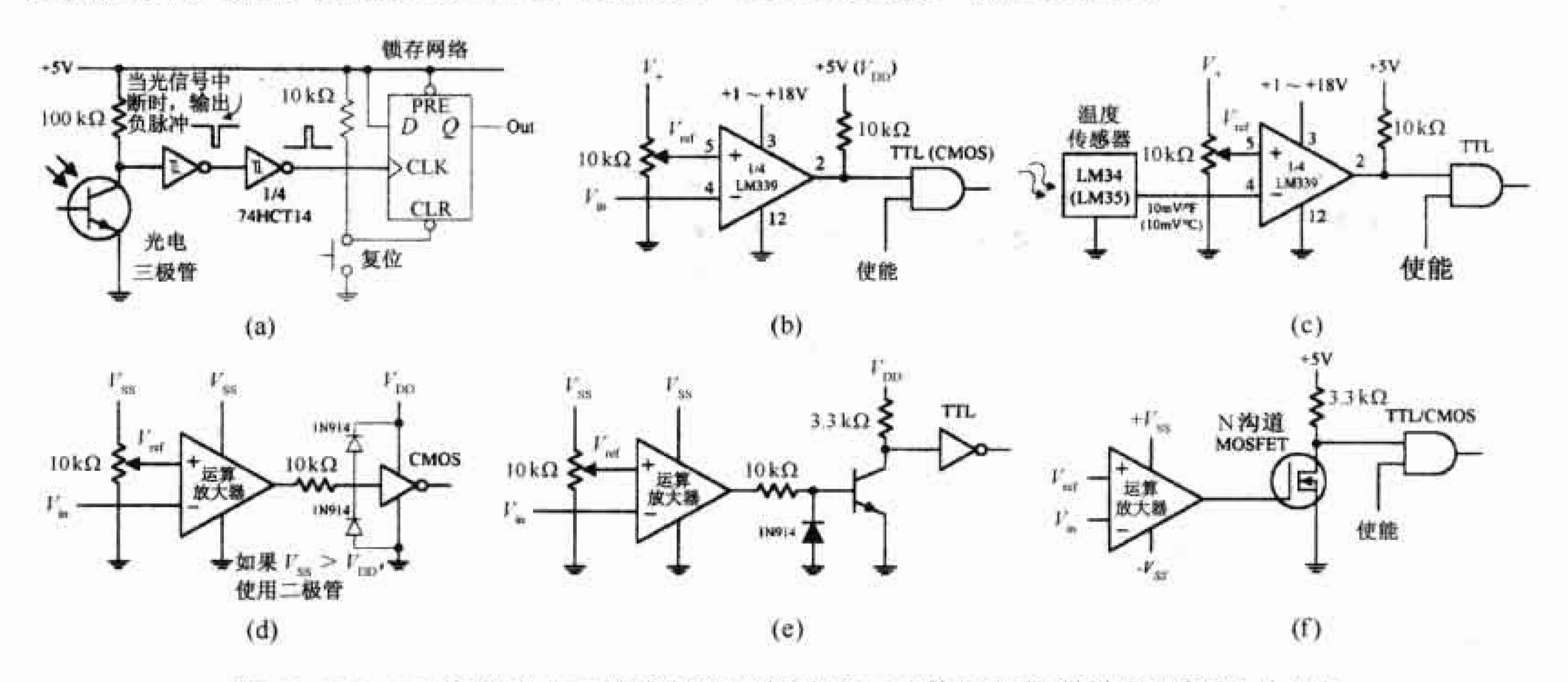


图 12.136　(a)使用光电三极管触发逻辑响应；(b)使用比较器触发逻辑门；(c)比较器应用示例；(d)使用运算放大器驱动CMOS逻辑门；(e)使用运算放大器驱动TTL逻辑门；(f)使用运算放大器驱动TTL/CMOS逻辑门

在图 12.136(a)中，一个光电三极管用于触发逻辑响应。通常，光电三极管被照亮，保持第一个施密特反相器的输入端为低电平——第二个反相器的输出端为高电平。当光线暂时中断时，光电三极管立刻停止导通，使得第一个反相器的输入端产生负脉冲，同时第二个反相器的输出端为正脉冲。正脉冲用于锁存 D 触发器，触发 LED 或蜂鸣报警器。

图 12.136(b)中，一个集电极开路输出的单输入比较器用做模拟/数字接口电路，当输入到 V_{in} 的模拟电压超过设定在同相输入端(+)的参考电压(V_{ref})时，输出变为低电平(电流流入比较器)。当 V_{in} 的电压低于 V_{ref} 时，输出变为高电平(比较器输出不定，但拉升电阻使得比较器的输出为高电平)。

图 12.136(c)所示为前面所讲比较器接口电路的一个简单应用。输入电压由 LM34 或 LM35 传感器获得。LM34 每华氏度产生 10 mV 电压，而 LM35 每摄氏度产生 10 mV 电压。放大器的阻值和 V_+ 决定参考电压。如果想使得当 75℃达到时比较器输出为低电平，设定参考电压为 750 mV(假定使用的是 LM35)。

在图 12.136(d)中，置于比较器模式的运算放大器也可用做简单开关应用中的模拟/数字接口电路。CMOS 逻辑器件可通过限流电阻直接驱动，如图 12.136(d)所示。如果运算放大器的供给电压超过逻辑器件的供给电压，应使用保护二极管(参见图示)。

图 12.136(e)中，驱动 TTL 逻辑器件的运算放大器使用图示的三极管输出级。二极管用于阻止基极至发射极的反相击穿。当 V_{in} 电压超过 V_{ref} 时，运算放大器输出为低电平，三极管关断，逻辑器件输出为高电平。

在图 12.136(f)中，一个 N 沟道 MOSFET 三极管用做运算放大器的输出级。

12.10.2　使用逻辑驱动外部负载

驱动简单负载，例如 LED，继电器，蜂鸣器或其他一些只处于开关两种状态的器件相当简单。当驱动这些负载时，首先应检查驱动逻辑的电流参数——逻辑门可通过的电流大小。然后决定驱动器件所需的

电流大小。如果器件所需的电流大于逻辑门可通过的电流,可使用大功率三极管作为输出开关。图 12.137 所示为一些驱动各种负载的简单电路。

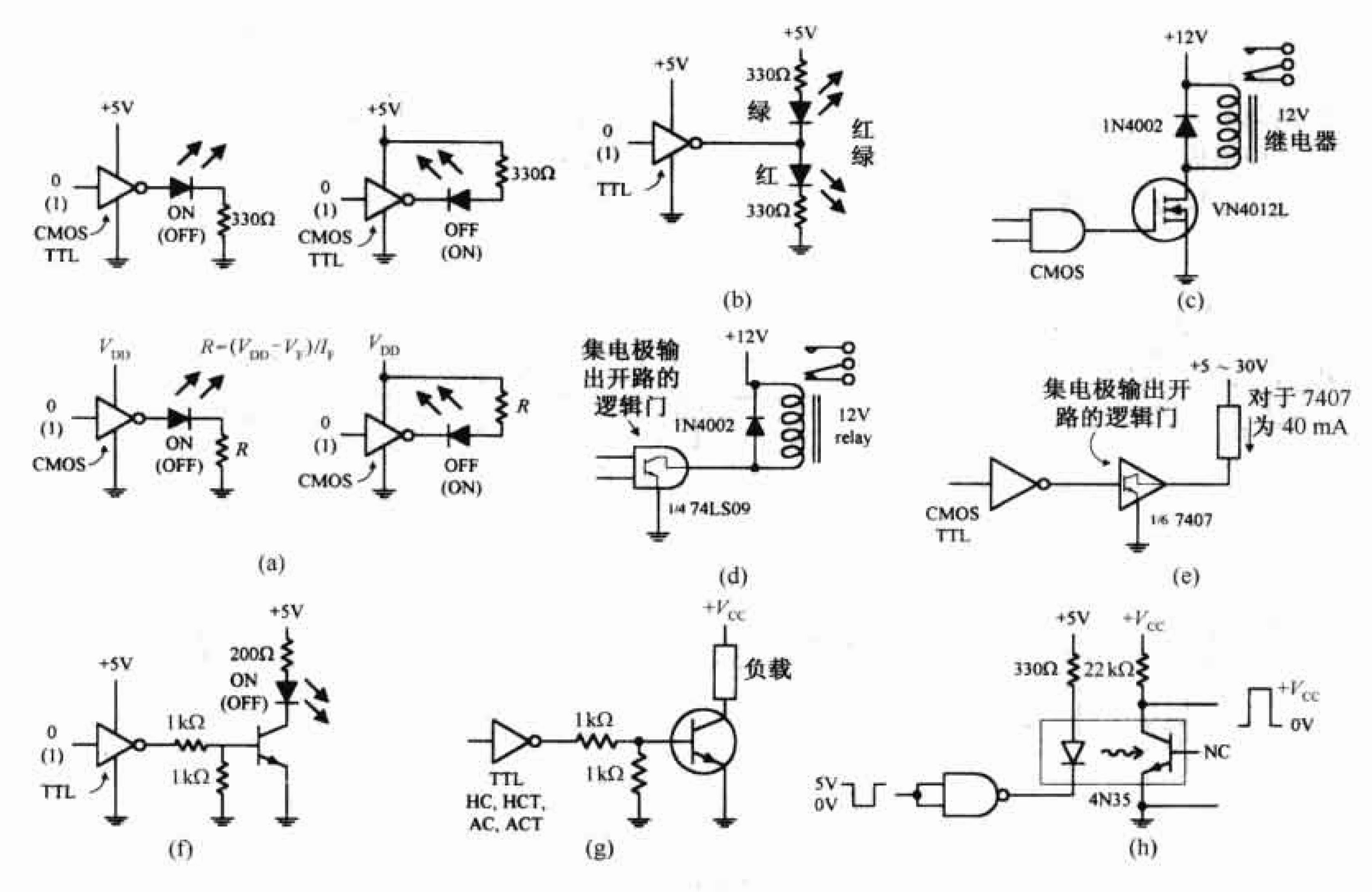


图 12.137 驱动各种负载的简单电路

在图 12.137(a)中,逻辑门可以通过限流电阻直接驱动 LED。电流可以如图所示流入或流出——当使用 TTL 器件时流入特性较好。由于 LED 的正向电压降(V_F)和正向电流(I_F)可以在 1.0 ~ 2.0 V 和 1 ~ 20 mA 之间变化,因此最好根据图中所示公式分别选择相应的限流电阻。如果 LED 所需的电流超过逻辑门可通过的电流,可以使用类似于图 12.137(f)所示的三极管输出级。

图 12.137(b)所示为一对 LED 分别显示的简单方法。当逻辑门输出为低电平,上面的绿色 LED 点亮且下面的红色 LED 熄灭。当输出变为高电平时 LED 转换显示状态。

继电器需要相当大的电流。为了避免损坏逻辑器件,在图 12.137(c)中,一个功率 MOSFET 连接到逻辑电路的输出端。二极管用于保护电路,防止其受到转换状态时继电器产生的瞬时峰值电流的损坏。

连接标准逻辑电路和负载的一个简单方法是使用具有集电极开路输出的逻辑门作为中间件。回想集电极开路逻辑门不能流出电流——它们仅能流入电流。但是,它们能流入标准逻辑门 10 倍的电流。在图 12.137(d)中,集电极开路逻辑门用于驱动继电器。在使用前检查特定的集电极开路逻辑门的电流范围确保其可以承受负载电流。

图 12.137(e)所示为另一种集电极开路应用。在图 12.137(f)中,一个双极性三极管应用增加用于驱动大电流 LED 的输出驱动电流。确保三极管具有合适的电流范围。

图 12.137(g)基本上与上一例相同,但是负载可以是其他器件而不是 LED。在图 12.137(h)中,光耦合器用于驱动与驱动逻辑电隔离的负载。电隔离经常用于外部负载具有独立接地系统的环境中。光电接口负载边的电压可以通过 V_{CC} 设置。有许多类型的光耦合器可以使用(详见第 5 章)。

12.10.3 模拟开关

模拟开关是设计用来通过数字控制转换模拟信号的 IC。这些器件的内部结构一般有许多连接三极管的控制逻辑门(用于控制模拟信号流)组成。

图 12.138 所示为不同类型的模拟开关。CMOS 4066B 四双掷开关用于电压范围在 3 ~ 15 V 的信号。它可以在 ±7.5 V 之间转换模拟或数字信号且最大功耗约为 700 mW。独立开关通过数字输入端 A 到 D 控制。兼容 TTL 的 AH0014D 双刀双掷模拟开关经由 A 和 B 逻辑控制输入端可以转换 ±10 V 的模拟信号。要注意的是,器件具有独立的模拟和数字电源:V_+ 和 V_- 用于模拟;V_{CC} 和 GND 用于数字。DG302A 双通道 CMOS 双刀单掷模拟开关可以以 15 ns 的开关速度转换在 ±10 V 范围内的模拟信号。

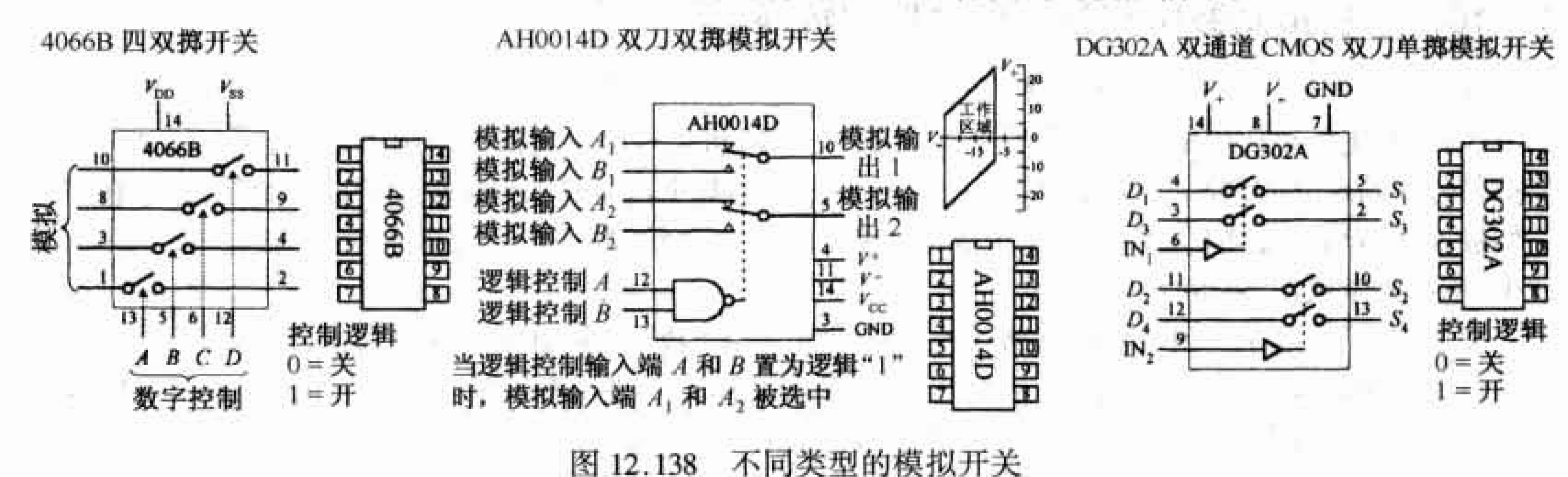


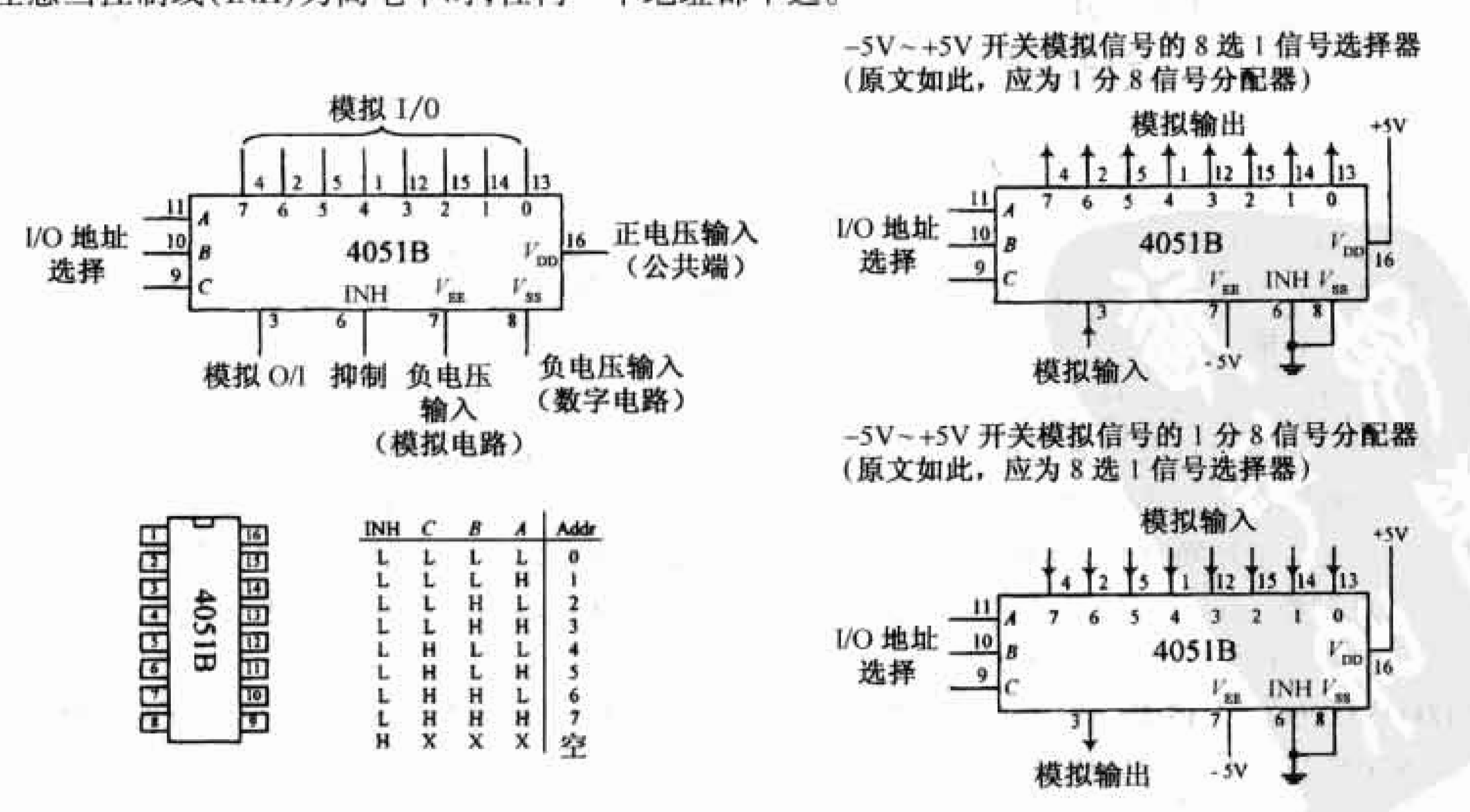
图 12.138 不同类型的模拟开关

有许多电路使用模拟开关。例如在调节器/解调器电路、数字控制频率电路、模拟信号获得电路、模拟至数字转换电路中广泛使用到模拟开关,在这些电路中一般用做单纯保持开关。它们当然也可以用于开关所给模拟器件。

12.10.4 模拟多路开关和信号分离器

在 12.10.4 节中数字多路开关用做数据选择器而数字信号分离器用做数据分配器。模拟多路开关和信号分离器起相同作用但用于选择或分配模拟信号(它们仍旧使用数字信号来选择输入端信号传输中各个通道的开与关)。

一个常用的模拟多路开关/信号分离器 IC 是 4051B,如图 12.139 所示。这个器件既可以起多路开关又可以起信号分离器的作用,因为它的输入和输出端是双向的(信号可以从任何一个方向进入)。当用做多路开关时,模拟信号经由 I/O 线 0 ~ 7 进入,同时决定哪个输入信号可以接通到模拟 O/I 线(pin 3)的数字编码连接到数字输入端 A,B,C。参见图 12.139 中真值表。当用做信号分离器时,连接相反:模拟信号通过模拟 O/I 线(pin 3)进入且从 8 个(原文为 7)模拟 I/O 线中的一个输出——输出端由数字输入端 A,B,C 选择。注意当控制线(INH)为高电平时,任何一个地址都不选。



INH	C	B	A	Addr
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	X	X	X	空

图 12.139 4051B 模拟信号选择器/信号分配器 IC

4051B 的输入/输出模拟电压限制在正电源电压 V_{DD}和模拟负电源电压 V_{EE}之间。注意 V_{SS}接地。如果使用的模拟信号始终为正，V_{EE}和 V_{SS}可以连接到一个共同的接地上。但是，假如使用的模拟信号电压范围为 -5 ~ +5 V，V_{EE}应设为 -5 V 且 V_{DD}应设为 +5 V。4051B 接收 3 ~ 15 V 间的数字信号，而模拟信号的范围为 -15 ~ +15 V。

12.10.5 模拟到数字和数字到模拟的转换

如果模拟器件(扬声器、温度传感器、应变仪、位置传感器、光学仪器等)和数字电路不是简单极限触发的方式相连，则需要使用模拟至数字转换器(ADC)。ADC 将模拟信号转换为一串二进制数字，每个数字与模拟信号在给定时间的测量值成比例。一般，ADC 获得的数字信号输入到微控制器或微处理器中，在那里它们被处理、存储、转移和利用。模拟至数字转换用于数字系统、数字声音记录和简单的数字显示测试系统中(例如光学仪器、温度计等)。

反之，为了使数字电路与模拟电路相连，则需要使用数模转换器(DAC)。DAC 接收二进制数并将其转换为与二进制数成比例的模拟信号。通过输入一系列不同的二进制数，可生成完整的模拟波形。DAC 通常用于控制运算放大器以获得数字控制放大器和滤波器。它们也用在波形生成器和调节器电路和移位整形器中，在许多进程处理和自动校准电路中也使用它们。

ADC 和 DAC 基本思路

图 12.140 所示为模数转换和数模转换的基本思路。在模数转换图中，ADC 接收模拟输入信号同时接收一串数字采样脉冲。每当收到数字采样脉冲，ADC 测量模拟输入电压并且输出与特定采样期间模拟信号电压测量值成比例的 4 位二进制数。通过 4 位数，我们获得对应于 16 种可能模拟电平(例如 0 ~ 15 V)的 16 种二进制代码(0000 到 1111)。

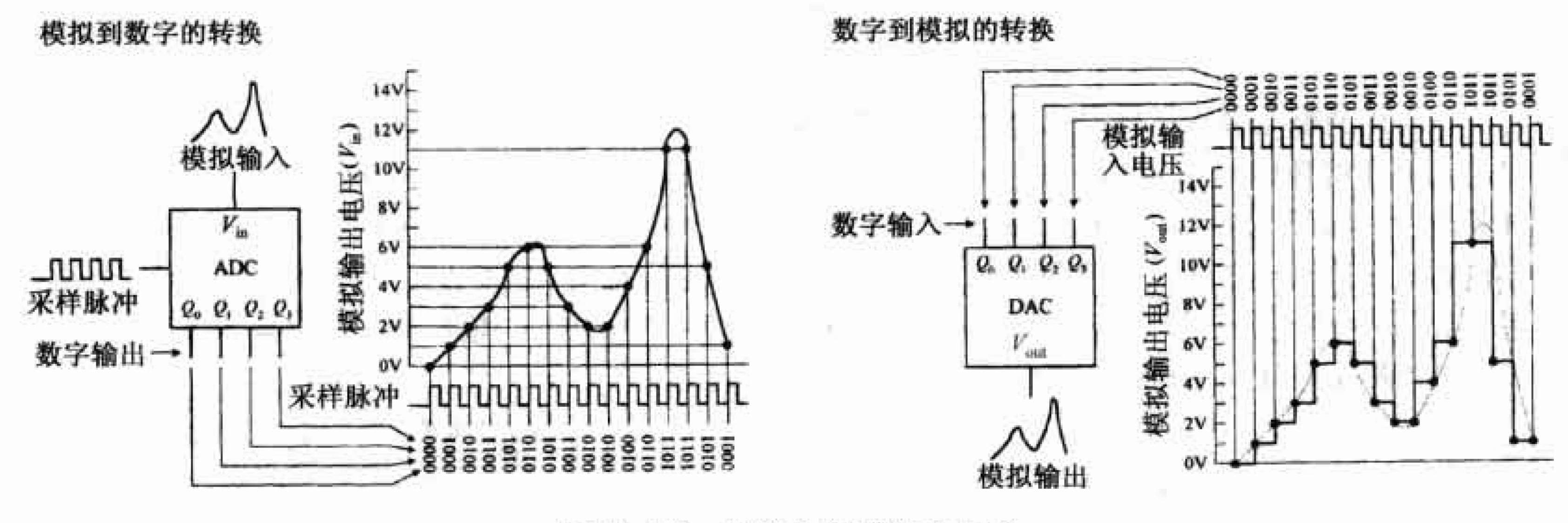


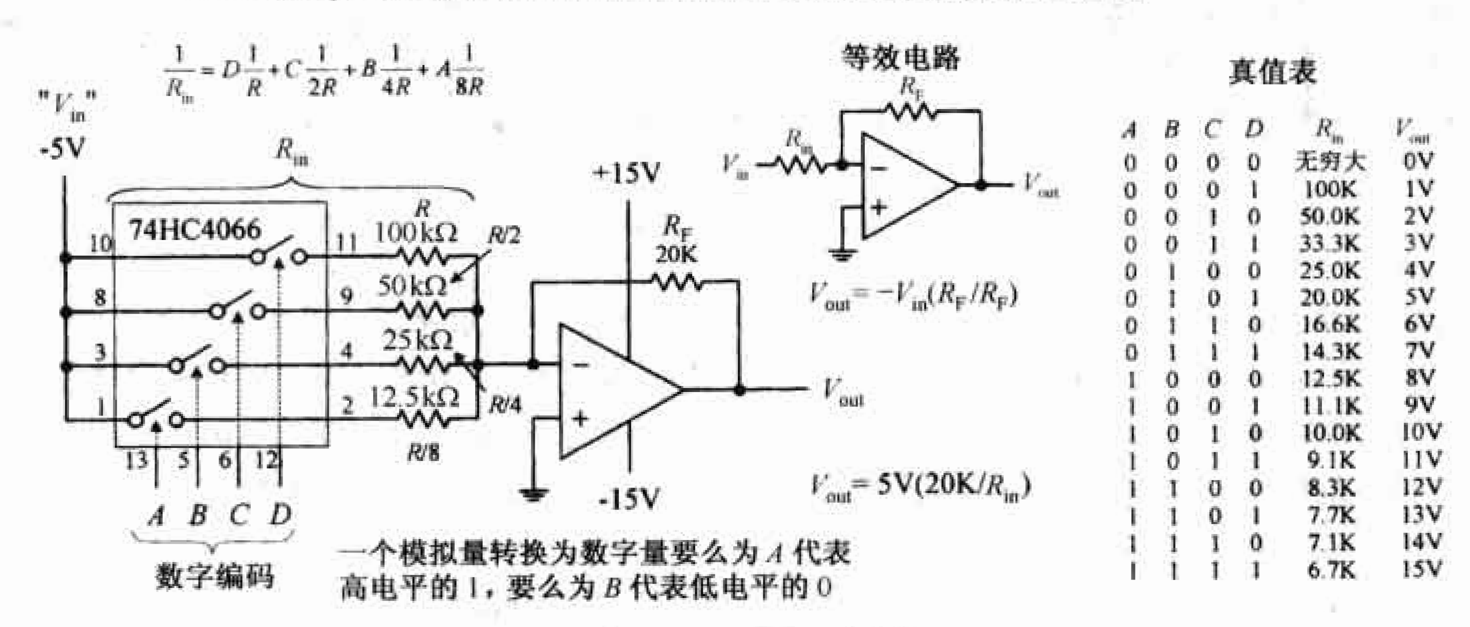
图 12.140 模数和数模转换电路

在图 12.140 所示的数模转换图中，DAC 接收一串 4 位二进制数字，接收新二进制数的速度取决于生成它们的逻辑电路。每收到一个新二进制数，生成一个新的模拟电压。在 ADC 例子中，总共有 16 种二进制数和 16 种可能的输出电压。

从图中可以看到，这两种 4 位转换器都缺乏使模拟信号连续(没有台阶)的分辨率。为了使信号看起来具有更高的连续性，可使用具有更大分辨率的转换器。这意味着需要使用更大位数的数字取代使用4 位二进制数字，例如 6 位、8 位、10 位、12 位、16 位，甚至 18 位数字。如果转换器具有 8 位分辨率，则具有 $2^8 = 256$ 个二进制工作数字且有 256 个模拟台阶。现在，如果 8 位转换器设置为在二进制数 0000000 生成 0 V 且在二进制数 11111111(最大刻度)时生成 15 V，那么每个模拟台阶仅为 0.058 V 高(1/256 × 15 V)。对于 18 位转换器，由于有 $2^{18} = 262\ 144$ 个二进制数和台阶，台阶变得极其微小。当 0 对应于二进制数 000000000000000000 且 15 V 对应于二进制数 111111111111111111 时，18 位转换器的台阶仅为 0.000 058 V。如你在 18 位情况中看到的那样，数模间的转换看起来相当连续。

简单二进制权重数模转换器

图 12.141 所示为简单的 4 位模数转换器，它由数字控制开关(74HC4066)、一组二进制权重电阻和一个运算放大器组成。基本思路是构成一个反相放大器，其放大倍数可以通过改变输入电阻 R_{in} 控制，74HC4066 和电阻一起作为数字控制 R_{in}，它可以获得 16 种可能值中的一个(可以将 74HC4066 和电阻的组合想象为一个数字控制电流源。每个输入到 74HC4066 输入端的新二进制数生成一个新的离散电流——通过与 R_F 相乘生成新的离散输出电压)。我们选择电阻刻度值 R, $R/2$, $R/4$ 和 $R/8$ 给予 R_{in}。要找出 R_{in} 的所有可能值，可以使用图 12.141 所给的公式。这个公式看起来类似于电阻并联公式，但是必须排除那些没有被数字输入代码(A 到 D 的系数，系数是 1 或 0，取决于数字输入)所选择的电阻。现在，为了找出模拟输出电压，只需要使用 $V_{out} = -V_{in}(R_F/R_{in})$——这个表达式用于反相放大器(参见第 7 章)。图 12.141为当 $V_{in} = -5$ V, $R = 100$ kΩ, $R_F = 20$ kΩ 时，所有可能输入代码所对应的输出电压。



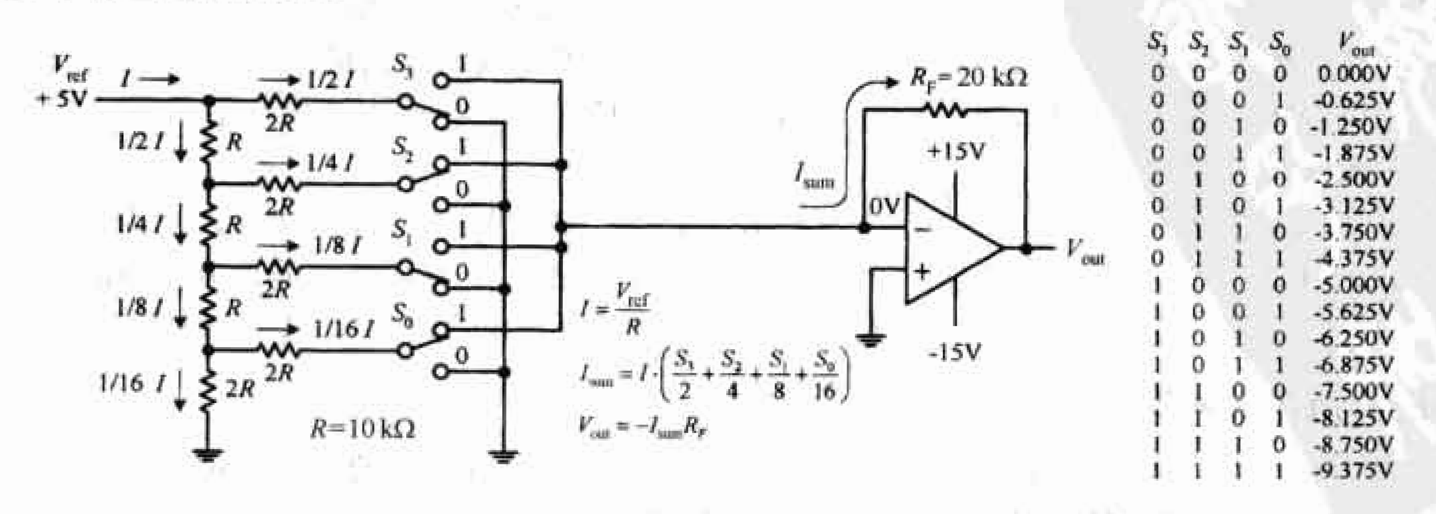
A	B	C	D	R_{in}	V_{out}
0	0	0	0	无穷大	0V
0	0	0	1	100K	1V
0	0	1	0	50.0K	2V
0	0	1	1	33.3K	3V
0	1	0	0	25.0K	4V
0	1	0	1	20.0K	5V
0	1	1	0	16.6K	6V
0	1	1	1	14.3K	7V
1	0	0	0	12.5K	8V
1	0	0	1	11.1K	9V
1	0	1	0	10.0K	10V
1	0	1	1	9.1K	11V
1	1	0	0	8.3K	12V
1	1	0	1	7.7K	13V
1	1	1	0	7.1K	14V
1	1	1	1	6.7K	15V

图 12.141　简单二进制权重数模转换器

图 12.141 所示的二进制权重 DAC 受分辨率限制(4 位，16 个模拟电平)，为使分辨率加倍(生成 8 位 DAC)，可以增加另一组 R, $R/2$, $R/4$ 和 $R/8$ 和 74HC4066。在理论上，这是可以的，但实际上不行。这个方法的问题是当达到 $R/128$ 电阻值时，必须找出 0.78125 kΩ 的电阻器，假定 $R = 100$ kΩ。假如可以找到 $R/128$ 或生成等效的电阻网络，仍然存在问题——电阻器的公差将使事情出错。当处理更高位数的分辨率时，这种方法变得不切实际。要增加分辨率，不能用电阻比例网络，而代之以 R/2R 阶梯网络——DAC IC 的生产商也使用这种方法。

R/2R 阶梯 DAC

同前面的 DAC 一样，R/2R DAC 使用 R/2R 电阻阶梯网络代替电阻比例网络。使用 R/2R 阶梯的优点是仅需要两种电阻值——R 和 2R。图 12.142 所示为简单的 4 位 R/2R DAC。假定开关为数字控制的(在真正的 DAC 中被三极管代替)。



S_3	S_2	S_1	S_0	V_{out}
0	0	0	0	0.000V
0	0	0	1	-0.625V
0	0	1	0	-1.250V
0	0	1	1	-1.875V
0	1	0	0	-2.500V
0	1	0	1	-3.125V
0	1	1	0	-3.750V
0	1	1	1	-4.375V
1	0	0	0	-5.000V
1	0	0	1	-5.625V
1	0	1	0	-6.250V
1	0	1	1	-6.875V
1	1	0	0	-7.500V
1	1	0	1	-8.125V
1	1	1	0	-8.750V
1	1	1	1	-9.375V

图 12.142　R/2R 梯形电阻网络 4 位数模转换器

理解 R/2R 阶梯如何工作的方法是认识到流过任何一个开关的电流始终是相同的,无论其是掷上或掷下。当开关掷下时,电流将通过开关流入到地(0 V)。当开关掷上时,电流将流入虚地——运算放大器的反相输入端(如果同相输入端为 0 V,运算放大器将通过负反馈使得反相输入端也为 0 V)。一旦认识到通过任何给定开关的电流始终是常数,则可以算出 R_{ef}所通过的总电流(I)也为常数,也就可以通过电路分析算出 R/2R 网络中任何一个分支所通过的电流占总电流的比值。图 12.142 显示 1/2I 通过 S_3(首位)、1/4I 通过S_2,1/8I 通过 S_1,1/16I 通过 S_0(末位)。如果你对如何计算感兴趣,图 12.143 所示的电路化简可以帮助你理解。

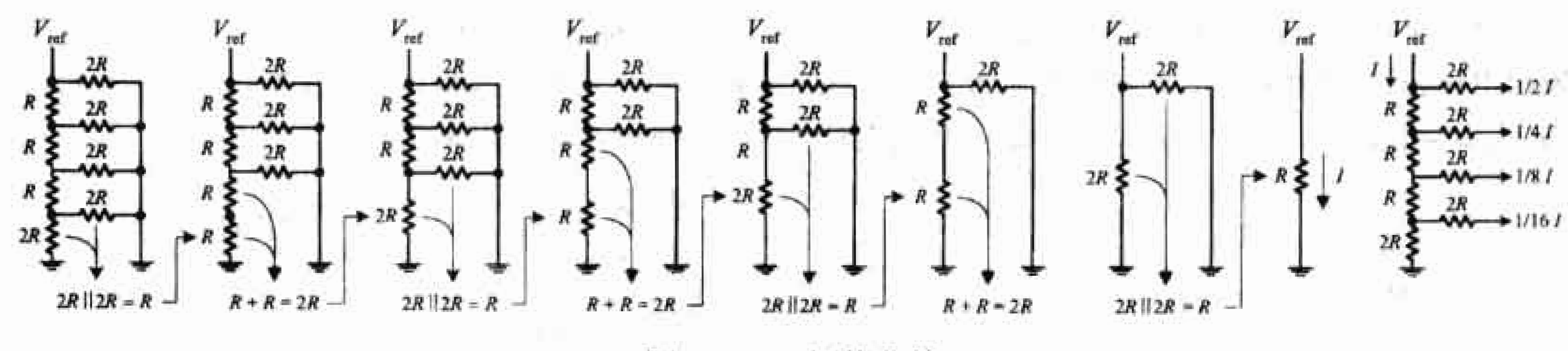


图 12.143 网络化简

现在,有办法获得了一致性好的 1/2I,1/4I,1/8I 和 1/16I。通过数字输入开关可以选择将哪几个电流分值通过放大器加起来。例如,如果开关 $S_3 S_2 S_1 S_0$ 掷为 0101(5),1/4I 和 1/16I 加起来形成 I_{sum}。但 I 是多少,应用欧姆定律,$I = V_{ref}/R = +5\ V/10\ k\Omega = 500\ \mu A$。这意味着 $I_{sum} = 1/4(500\ \mu A) + 1/16(500\ \mu A) = 156.25\ \mu A$。最终输出电压为 $V_{out} = -I_{sum}R_F = -(156.25\ \mu A) \times (20\ k\Omega) = -3.125\ V$。图 12.142 中的公式和表格列出其他可能的二进制/模拟组合。

要增加 R/2R DAC 的分辨率,只需要增加更多的环节和开关到阶梯上。

集成模数转换器 IC

自己来构成 DAC 是不划算的,花费和转换错误出现的可能性相当大。最好的方法是购买 DAC IC。可以从许多不同生产商那里购买这些器件[例如(美国)国家半导体公司、模拟器件公司、德州仪器公司等]。这些器件的典型分辨率为 6,8,10,12,16 和 18 位。与图 12.141 和图 12.142 所示的并行方案相反,DAC IC 也可能具有串行数字输入端。在串行输入 DAC 转换前,整个数字必须输入到内部移位寄存器中。

大多数 DAC IC 具有外部参考输入用于设定模拟输出范围。有一些 DAC 具有固定的参考(怀疑其应为范围),但这种情况相当少见。经常看到制造商将其一种 DAC 称为倍乘 DAC。倍乘 DAC 可以生成与变化的输入参考(电压或电流)乘以一个数字所产生的值成比例的输出信号。当然,当制造时,大多数 DAC,甚至那些专门设计用做倍乘 DAC 的产品,只需要将参考输入作为模拟输入就可以用做倍乘用途。但是许多这种 IC 不提供与倍乘 DAC 相同的倍乘质量参数,例如宽模拟输入范围和快速转换速度。

倍乘 DAC 通常应用在使用线性传感器(例如位移计、应变片、压力传感器等)的系统中,这些传感器要求外部模拟电压作为模拟输出相应的参考电平。如果这个参考电平改变,假如因为有害的电源浪涌,三极管的输出将相应地改变,这将造成 DAC 末端的转换错误。但是,如果我们使用倍乘 DAC,通过将传感器的参考电压供应给 DAC 的模拟输入端,则可削弱这种误差,因为任何电源电压/电流出现错误,DAC 将根据模拟错误成比例的改变输出。

DAC 可以生成单边或双边输出信号。在大多数情况下,当 DAC 处于单边模式时,数字代码以标准二进制方式表达。当 DAC 处于双边模式时,二进制数一般为移码或补码。移码和补码使其具有既表达正值又表达负值的可能。图 12.144 显示所有三种可能的编码及其对应的模拟输出(参考外部电压源)。

数模转换的常用数字编码

在图 12.144 中,"FS"代表满刻度,其是当输入最大二进制编码时可达到的最大模拟输出。应当注意到,在满刻度时,n 位转换器的模拟输出实际上是$(2^n - 1)/2^n \times V_{ref}$,而不是 $2^n/2^n \times V_{ref}$。例如,对于一个

8 位转换器，二进制数字的个数为 $2^8=256$，且最大模拟输出为 255/256 V_{ref} 而不是 256/256 V_{ref}，因为最大的二进制数字是 255(1111 1111)。消失的数字用于 LSB − 1 情况(0 状态)。

单边操作			双边操作					
	二进制数	模拟输出		偏移二进制码	补码		2 的补码	补码
FS	1111 1111	$V_{ref}\left(\frac{255}{256}\right)$	FS	1111 1111	$+V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$	FS	0111 1111	$+V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$
FS-1	1111 1110	$V_{ref}\left(\frac{254}{256}\right)$	FS-1	1111 1110	$+V_{ref}\left(\frac{126}{128}\right)$	FS-1	0111 1110	$+V_{ref}\left(\frac{126}{128}\right)$
	↓			↓			↓	
$\frac{FS}{2}$	1000 0000	$V_{ref}\left(\frac{128}{256}\right)=\frac{V_{ref}}{2}$	0 + 1LSB	1000 0001	$+V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$	0 + 1LSB	0000 0001	$+V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$
	↓		0	1000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{128}\right)=0$	0	0000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{128}\right)=0$
LSB	0000 0001	$V_{ref}\left(\frac{1}{256}\right)$	0-1LSB	0111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$	0-1LSB	1111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{1}{128}\right)$
LSB-1	0000 0000	$V_{ref}\left(\frac{0}{256}\right)=0$		↓			↓	
			−FS+1	0000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$	−FS+1	1000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{127}{128}\right)$
	(FS = 满刻度)		−FS	0000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{128}{128}\right)$	−FS	1000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{128}{128}\right)$

图 12.144　数模转换的常用编码

DAC IC 示例

DAC0808 8 位 DAC[(美国)国家半导体公司]

DAC0808 是一个常用的 8 位 DAC，它要求输入参考电流并且输出 256 个模拟输出电流中的一个。图 12.145所示为 DAC0808 的结构图及其 IC 引脚配置和一个应用电路例子。

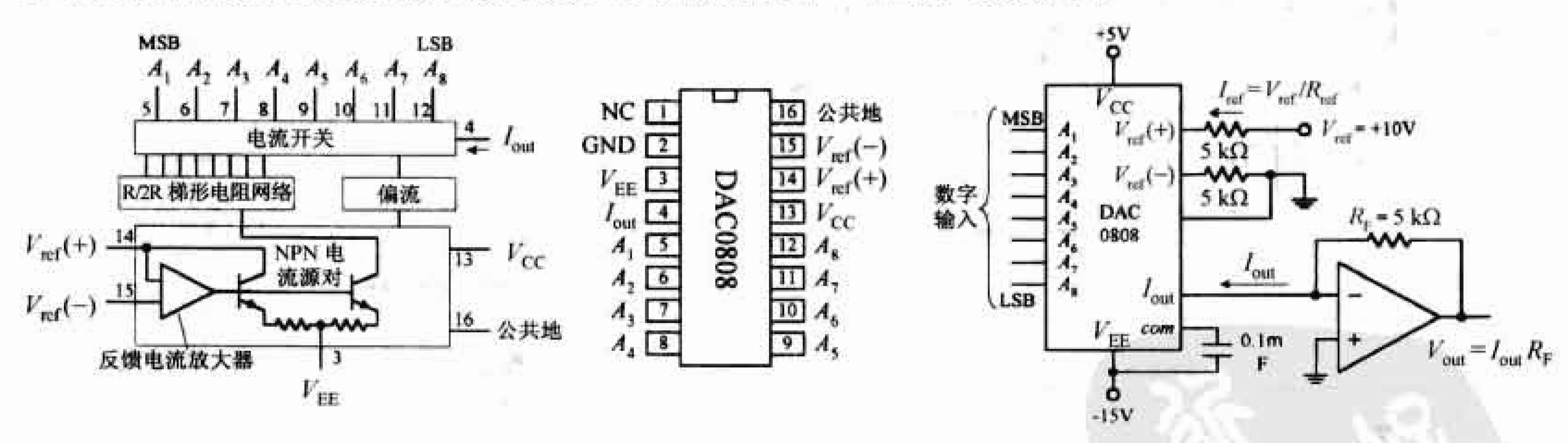


图 12.145　DAC0808 8 位数模转换器(256 阶)

在应用电路中，模拟输出范围通过 pin 14(+ V_{ref})上的参考电流(I_{ref})设定。在此例中，经由一个外部 + 10 V/5 kΩ 电阻连接，I_{ref} 被设定为 2 mA(注意在 pin 15(− V_{ref})和接地之间需要连接另一个 5 kΩ 电阻)。要算出 DAC 对应所有可能二进制输入的模拟输出电流 I_{out}，可使用下面的公式：

$$I_{out}=I_{ref}\left(\frac{A_1}{2}+\frac{A_2}{4}+\cdots+\frac{A_8}{256}\right)=\frac{\text{输入与二进制数相等的十进制数}}{256}$$

在满刻度(所有 A 为高电平或二进制数 255)，$I_{out}=I_{ref}(255/256)=(2\text{ mA})\times(0.996)=1.99$ mA。考虑到 DAC 有 256 个模拟输出电平，可以算出响应电平之间的间隔是 1.99 mA/256 = 0.0078 mA。将模拟输入信号

作为参考输入，可将 DAC0808 配置为倍乘 DAC。但是，在此种情况下，模拟输入电流应限制在 16 μA ~ 4 mA 之间以保持合理的精确度。可以浏览(美国)国家半导体公司的产品规格书以了解更多的细节。

DAC8043 12 位串行输入倍乘 DAC(模拟器件)

DAC8083 是串行数据输入的高精度 12 位 CMOS 倍乘 DAC。图 12.146 所示为其结构图、引脚排列和循环写入时序图。

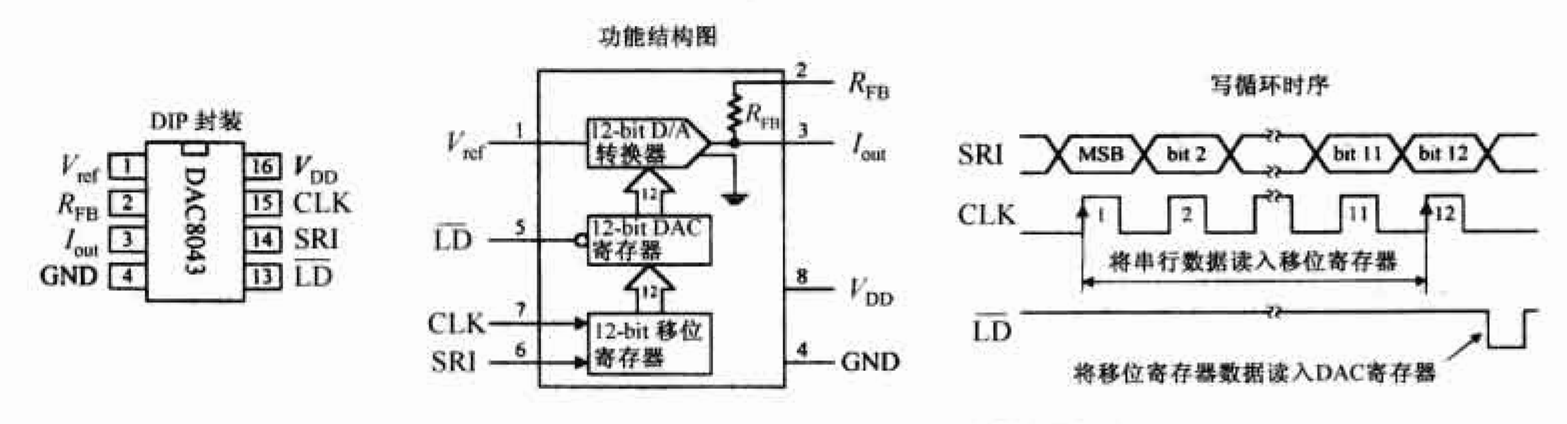
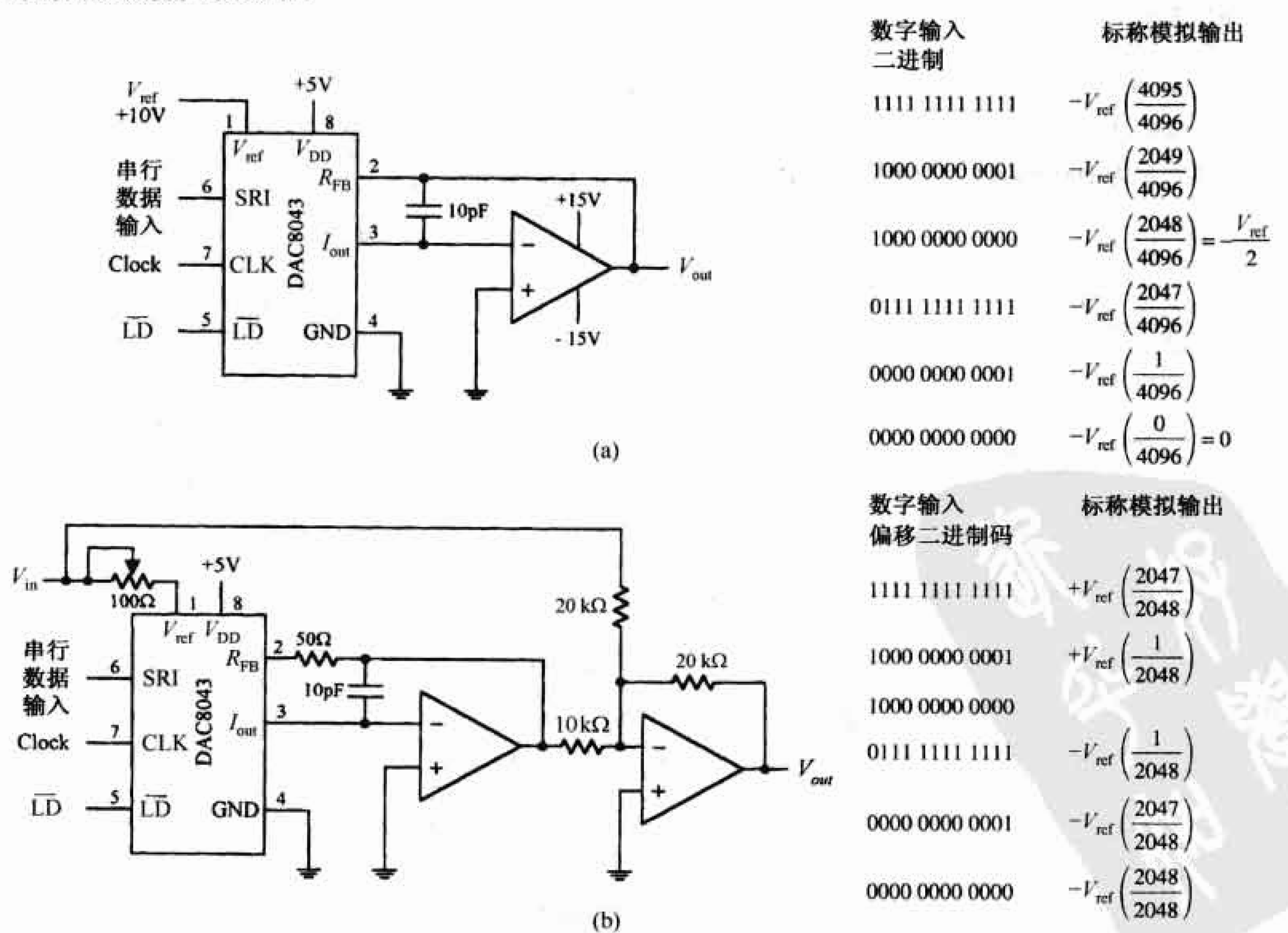


图 12.146 DAC8043 12 位串行输入倍乘数模转换器

在 DAC8043 进行转换前，串行数据首先必须通过的外部时钟信号读入到输入寄存器中(每个时钟信号上升沿读入一位)。一旦加载，通过在线上输入负脉冲可将输入寄存器上的数据转至 DAC 寄存器。DAC 寄存器中的数据然后转化为通过 I_{out} 终端的输出电流。在大多数应用中，电流再通过运算放大器转化为电压，如图 12.147 中的两个电路所示。在单极型电路(第 2 象限)中，标准二进制代码用于在 4096 种可能模拟输出电平中选择一个。在双极型电路(第 4 象限)中，二进制编移码用于在 4096 种可能模拟输出电平中选择一个，但现在范围要改变为容纳正负极性。如果你有兴趣了解 DAC8043 更多的细节，可以在模拟器件公司的网页浏览其说明书。



数字输入 二进制	标称模拟输出
1111 1111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{4095}{4096}\right)$
1000 0000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{2049}{4096}\right)$
1000 0000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{2048}{4096}\right)=-\frac{V_{ref}}{2}$
0111 1111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{2047}{4096}\right)$
0000 0000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{1}{4096}\right)$
0000 0000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{0}{4096}\right)=0$

数字输入 偏移二进制码	标称模拟输出
1111 1111 1111	$+V_{ref}\left(\frac{2047}{2048}\right)$
1000 0000 0001	$+V_{ref}\left(\frac{1}{2048}\right)$
1000 0000 0000	
0111 1111 1111	$-V_{ref}\left(\frac{1}{2048}\right)$
0000 0000 0001	$-V_{ref}\left(\frac{2047}{2048}\right)$
0000 0000 0000	$-V_{ref}\left(\frac{2048}{2048}\right)$

图 12.147 (a)单极型操作(第 2 象限)；(b)双极型操作(第 4 象限)

12.10.6 模数转换器

有许多技术用于转换模拟信号为数字信号。最常用的技术包括逐次逼近转换法和并行编码转换法(或快速转换)。其他技术包括半快速转换、数字信号处理(DSP)和脉冲编码调制(PCM)。在本节中主要介绍逐次逼近转换法和并行编码转换法。

逐级逼近法

逐级逼近型 A/D 转换是集成 ADC 中最常用的方法。在这种转换技术中,二进制输出的每一位都被找出,一次一位——从 MSB 开始。在限制数目电路中这种技术具有相当快的转换速度(大约从 10 ~ 300 μs)。图 12.148 所示为一简单的 8 位逐级逼近值 ADC 及其模拟至数字转换顺序示例。

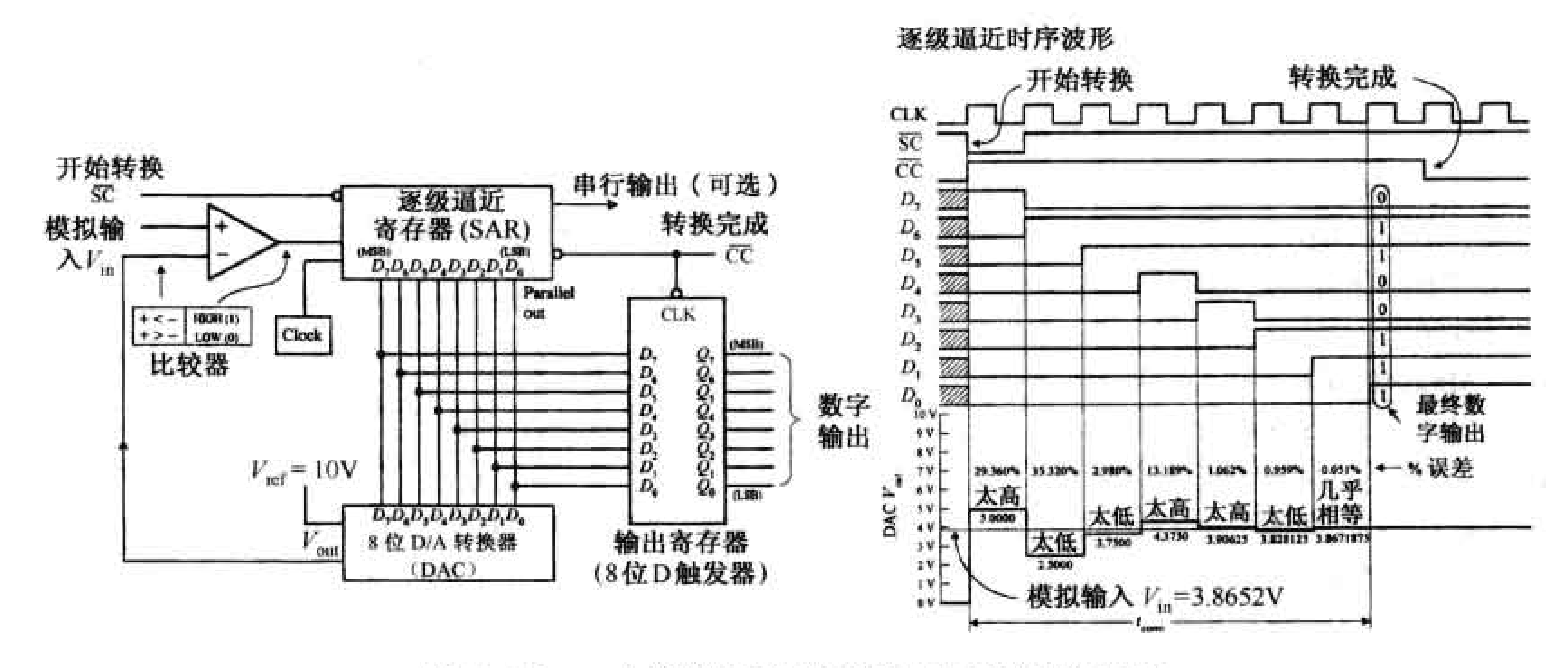


图 12.148 一个简单的逐级逼近型 A/D 转换器结构图

开始转换时,输入端应接收负脉冲。这使得逐级逼近寄存器(SAR)首先输出高电平到 DAC 的首位(D_7)线上。当只有 D_7 为高电平时,DAC 的输出为满刻度电平的一半,由于满刻度输出为 + 10 V,因而此种情况输出为 + 5 V。DAC 的 + 5 V 输出电平经过比较器与模拟输入电平相比较。如果模拟输入电平大于 + 5 V,则 SAR 保持 D_7 线为高电平;否则,SAR 将 D_7 还原为低电平。在下一个时钟周期,再测试下一位(D_6)。重复一遍,如果模拟输入大于 DAC 的模拟输入,D_6 为高电平;否则,D_6 还原为低电平。在接下来的 6 个时钟周期内,余下各位被测试。当最末位被测试后,SAR 的 CC(转换完成)输出端变为低电平,表示有效的 8 位转换完成,二进制数据准备好读入 8 位触发器(从这里它们可以呈现到 Q_0 ~ Q_7 输出端)。时序表所示为 3.8652 V 模拟电平被转换为数字近似值的过程。注意首个近似后(测试 D_7),实际模拟电平和相应的数字等效值之间的误差百分比为 29.360%。但是,最后一步近似后,误差百分比减小到仅为 0.051%。

到现在为止,都是假定 ADC 的模拟输入值在转换期间保持不变。但是当转换期间模拟输入发生改变将会发生什么? 结果错误。在转换期间模拟输入信号变化的越快,错误将变得越显著。为了防止这种错误,通常在模拟输入端增加一采样保持电路。通过外部控制信号,电路可以对模拟输入电压采样且在 ADC 转换期间保持采样。许多 ADC IC 具有内部采样保持级,其他的可以连接一个采样保持 IC,例如 LF198 采样保持放大器。后面将会详细讲述 LF198。

ADC 举例

ADC0803 8 位 A/D 转换器[(美国)国家半导体公司]

ADC0803 是内含芯片时钟电路的 8 位逐级逼近型 ADC。图 12.149 所示为其引脚图、功能结构图和模数转换电路举例。

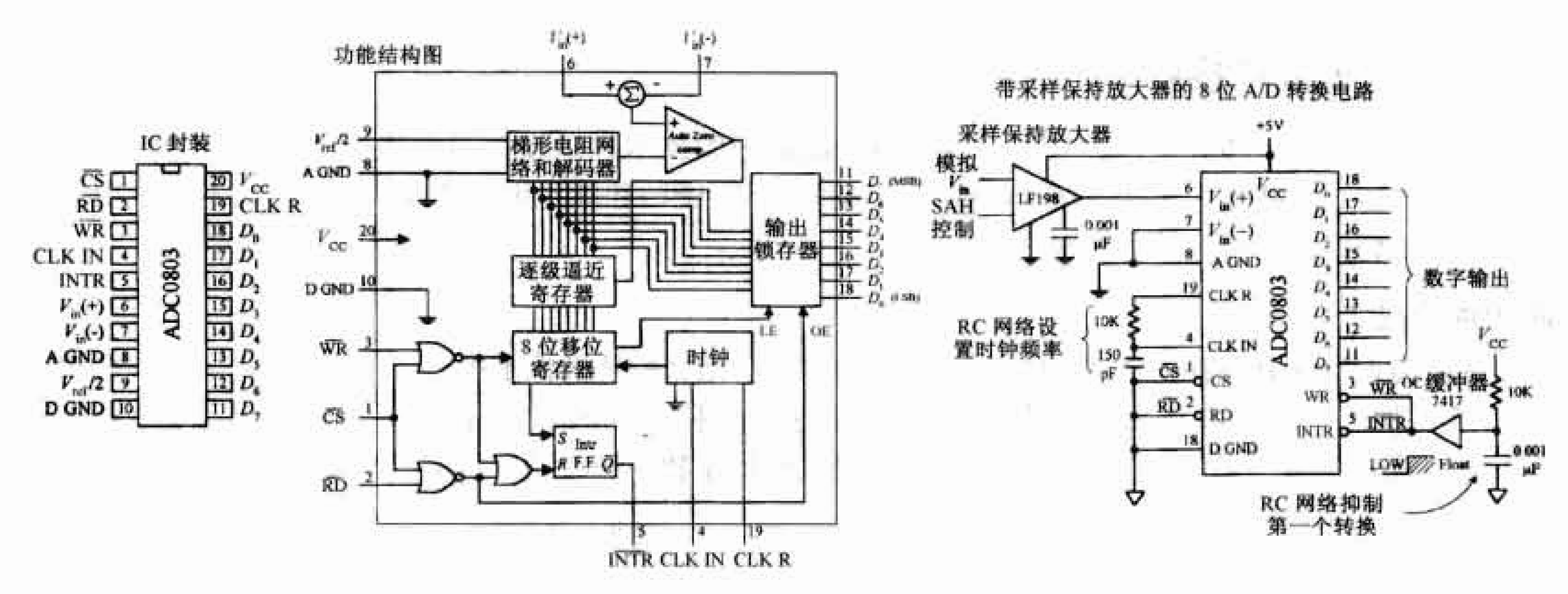


图 12.149 ADC0803 8 位 A/D 转换器

在示例电路中，当$\overline{WR}$输入端为低电平时转换开始，当$\overline{INTR}$输出端变为低电平时表示转换结束。当$\overline{INTR}$输出端与$\overline{WR}$输入端直接相连时，ADC 设置为连续转换。电阻、电容和缓冲器组成自动复位电路用于确保当电源开始接通时$\overline{WR}$输入端为低电平。连接到 CLK-R 和 CLK-IN 输入端的 RC 电路用于设置转换器的时钟频率，$f = 1/1.1RC$。

ADC0803 兼具正模拟输入(pin 6)和负模拟输入(pin 7)。具有两种输入，允许接收正、负或差动输入信号。当工作于正模拟输入信号时，pin 7 接地，同时 pin 6 用做模拟信号输入端。当工作于负模拟输入信号时，pin 6 接地，pin 7 用做模拟信号输入端。差动信号基于 pin 6 和 pin 7 之间的电压差。

$V_{ref}/2$ 输入端用于决定哪个模拟输入电压将生成最大数字输出代码 1111 1111(十进制数 255)。如果这个输入端左边未连接，则供电电压(+5 V)将设置模拟电压范围为 0~+5 V。当有电压连接到 $V_{ref}/2$ 输入端时，将获得不同的模拟输入范围。例如，当模拟输入电压为 +4 V 时生成最大数字输出代码 11111111，$V_{ref}/2$ 输入端应设为 +2 V。

在示例电路中也包括 LF198 采样保持放大器。这个器件用于阻止因为输入信号在转换期间变化而引起的错误。LF198 包含两个等幅放大器，一个逻辑控制开关和一个外部电容。当 LF198 的控制输入端为高电平时，内部逻辑控制开关闭合，外部电容快速充电以等于模拟输入电压。当逻辑控制开关为低电平时，电容器将保持为模拟输入电压。ADC 可以使用存储电压而不用担心模拟输入变化。你可以发现许多 ADC 的输出具有集成在 IC 内的采样保持部分。

具有 8 通道多路器和并行输出的 8 位 A/D 转换器 ADC0808

图 12.150 所示的 ADC0808 类似于前面所讲的 ADC0803；但是它具有允许 8 通道模拟输入选择的多路输入级。为了对多路模拟输入赋予地址，3 位地址二进制数输入到地址选择输入端(ADD A，ADD B，ADD C)。

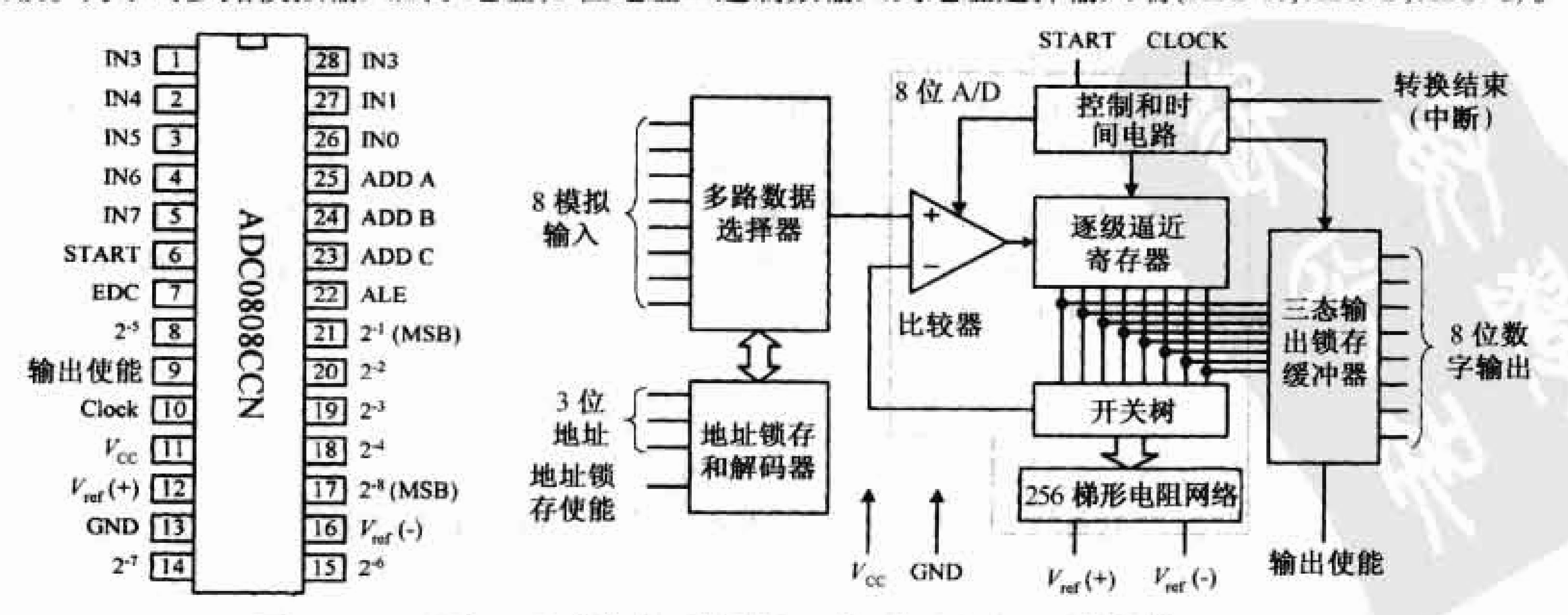


图 12.150 具有 8 通道数据选择器的 8 位逐级逼近 A/D 转换器 ADC0808

具有内建多路器的 ADC 频繁用于监控许多不同输入传感器的数据获得系统中。在这些系统中，一个微处理器或微控制器用于生成地址信号，处理 ADC 的二进制输出数据，并且根据这些数据做出合理的逻辑决定。

AD0831 8 位串行 I/O A/D 转换器[(美国)国家半导体公司]

AD0831 是具有同步串行输出端(D_0)的 8 位 A/D 转换器，参见图 12.151。在限制 I/O 的微控制器应用中串行输出端将带来方便。为了说明 AD0831 如何工作，让我们看一下一个使用 BASIC stamp II(具有 PBASIC 解释器的微控制器)的简单应用。BASIC stamp II(BS2)将在后面讨论，现在我们仅认为这个器件具有许多接收或输出信号的 I/O 终端——可经由 PC 主程序进行编程(对 BS2 进行编程时 PC 到 BS2 的连接经过 PC 的串行接口)。

要开始一个转换，AD0831 的输入端应从 BS2 的 P_0 输出端接收一个信号下降沿。信号必须在转换期间保持为低电平。接下来，AD0831 的 CLK 输入端必须从 BS2 的 P_2 输出端接收一个完整的时钟脉冲(低电平 - 高电平 - 低电平)以表明转换应该在下一个时钟脉冲开始。在第一个时钟脉冲后，BS2 将提供另外 8 个脉冲以完成转换。在每一个时钟期间，一个串行位由 D_0 输出端输出且输入到 BS2 的 P_3 输入端。

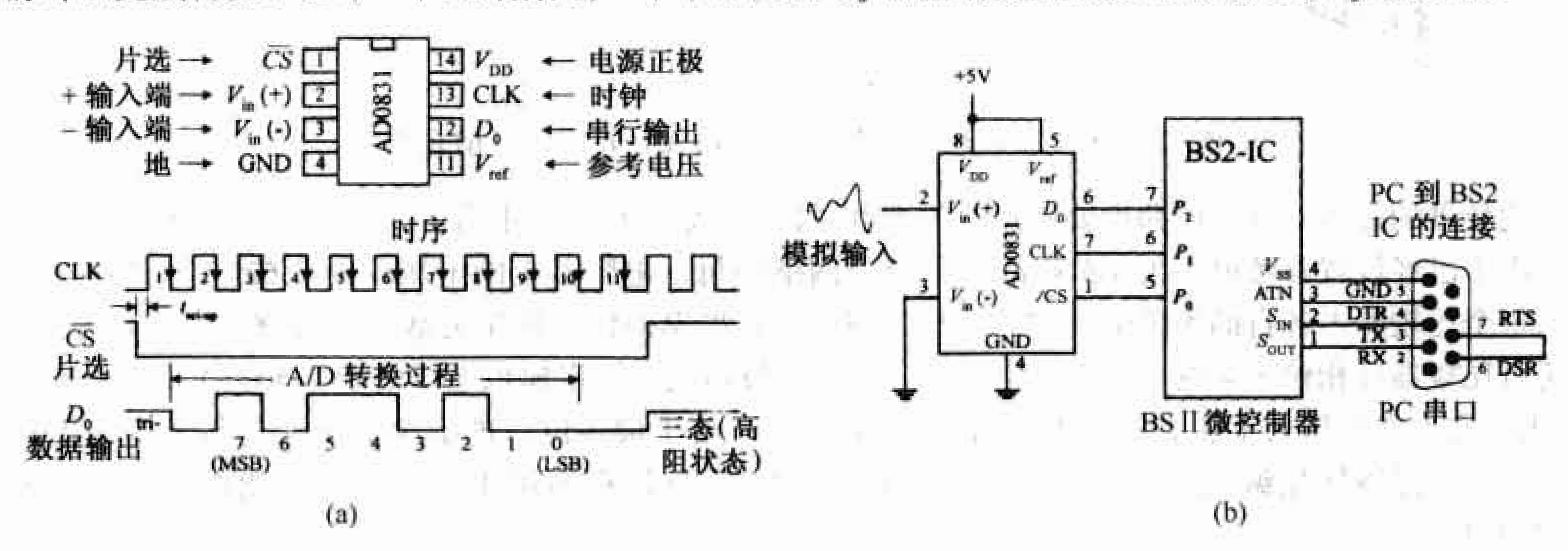


图 12.151　(a)AD0831 8 位串行 A/D 转换器；(b)AD0831 与 BS 微控制器的接口电路

在图 12.151 示例电路中，参考电压和 V_- 相连接以提供 0 ~ +5 V 的电压范围，且二进制数 0000 0000 对应于 0 V 模拟输入，而二进制数 1111 1111 对应于 +5 V 模拟输入。如果模拟输入为 3.53 V，则二进制串行输出将为 1011 0100。

具有多路器的 AD0838 8 位串行 I/O A/D 转换器[(美国)国家半导体公司]

AD0838 类似于前面的 AD0831 但具有模拟 8 通道多路器(参见图 12.152)。为了使用多路器选择所给模拟输入，在实际转换发生前的读数期间需要额外的多路器地址位。浏览 AD0838 的规格书以获得更多详细信息。

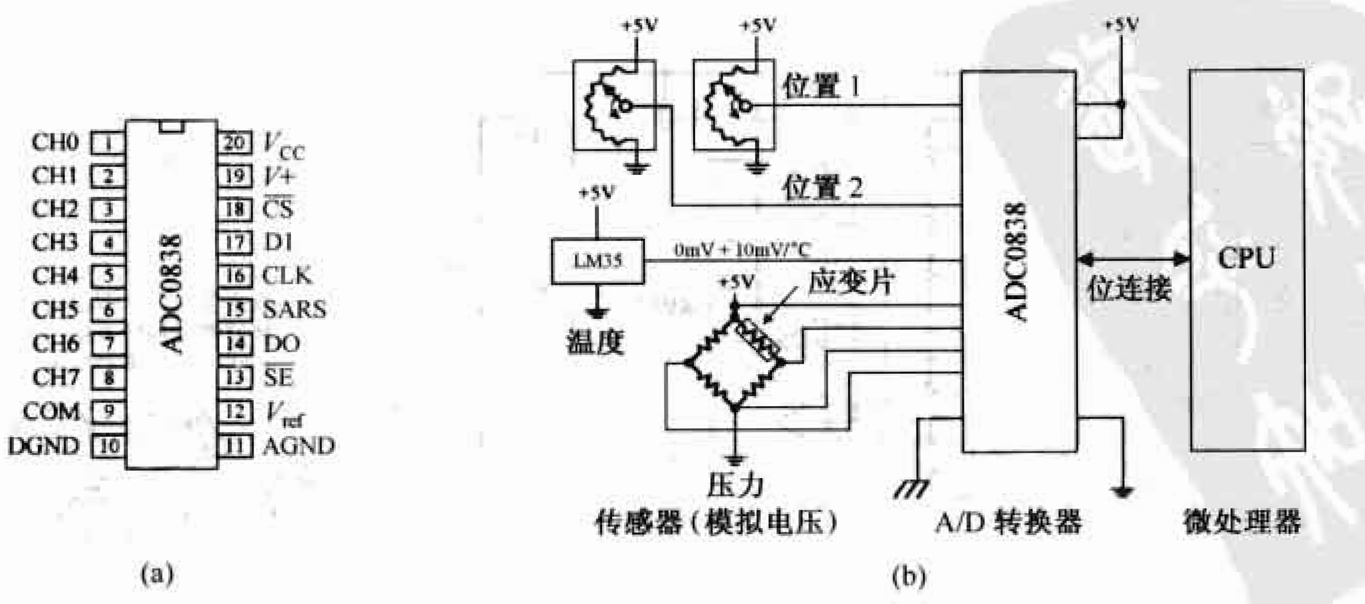
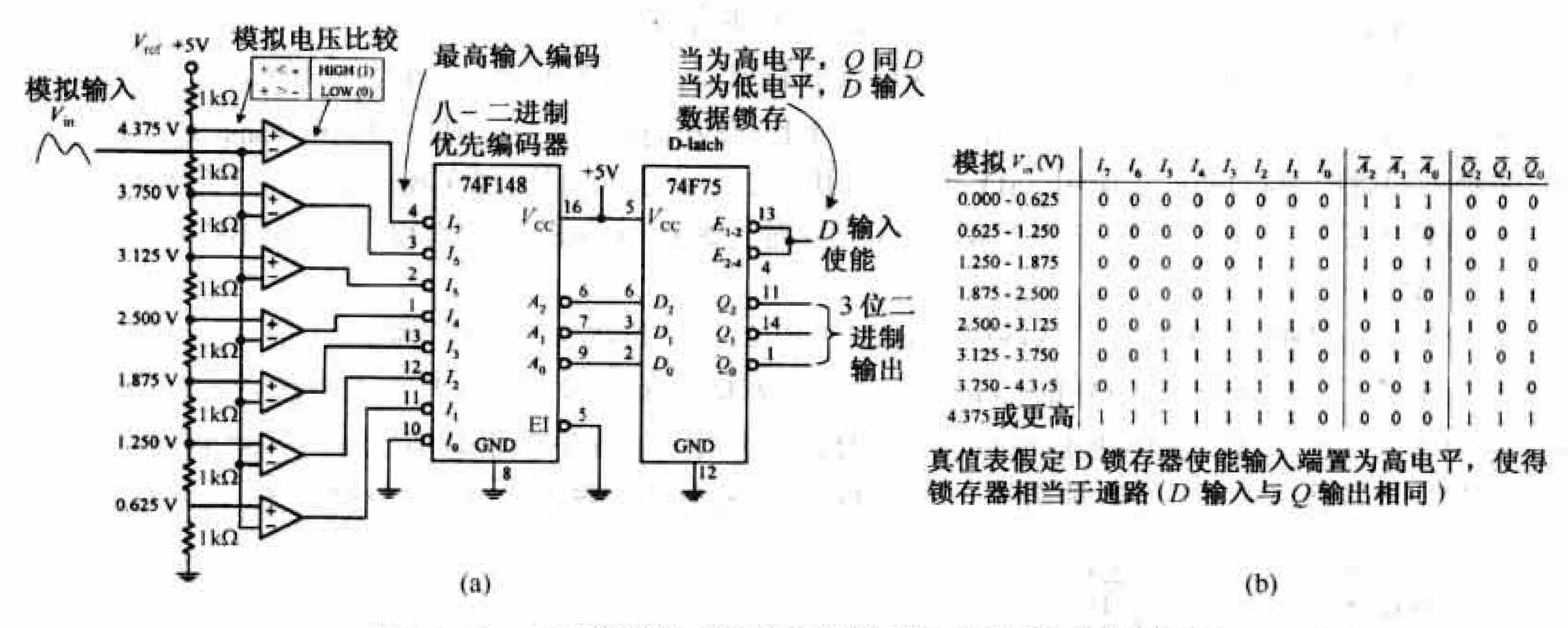


图 12.152　(a)具有多路器的 AD0838 8 位串行 I/O A/D 转换器；(b)应用电路

并行编码 A/D 转换器(快速转换器)

并行编码 A/D 转换器(快速转换器)或许是处理过程最容易理解的转换器。为了说明并行编码(也被称为同时多重比较或快速转换)后面的基本原理,可参见图 12.153 所示的简单 3 位并行编码转换器。



模拟 V_{in}(V)	I_7	I_6	I_5	I_4	I_3	I_2	I_1	I_0	$\overline{A}_2$	$\overline{A}_1$	$\overline{A}_0$	$\overline{Q}_2$	$\overline{Q}_1$	$\overline{Q}_0$
0.000 - 0.625	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
0.625 - 1.250	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1
1.250 - 1.875	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
1.875 - 2.500	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
2.500 - 3.125	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0
3.125 - 3.750	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1
3.750 - 4.375	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
4.375或更高	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1

真值表假定 D 锁存器使能输入端置为高电平,使得锁存器相当于通路(D 输入与 Q 输出相同)

(a) (b)

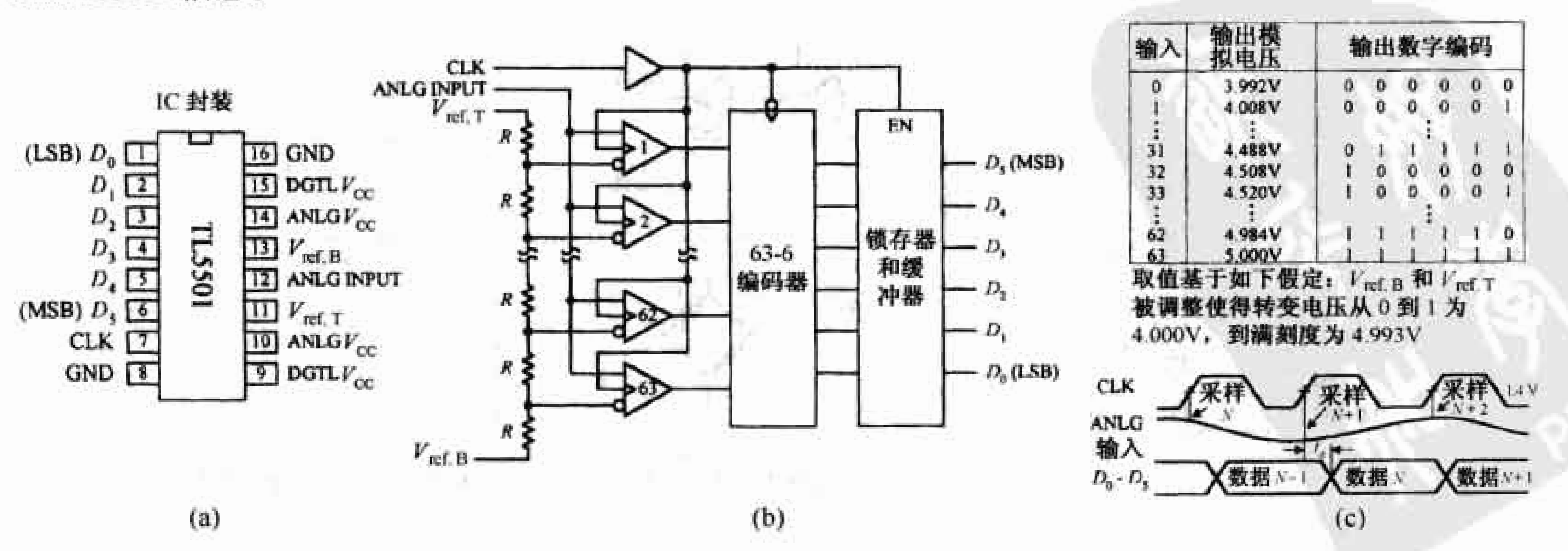
图 12.153 (a)简单的 3 位并行编码 A/D 转换器;(b)真值表

比较器的设置是这个电路中要注意的关键点,每个比较器从 1 kΩ 电阻分压网络中获得不同的参考电压。由于已经设置参考电压为 +5 V,故电阻分压网络中每个电阻器上的电压降为 0.625 V。从这里可以算出每个比较器上各自的参考电压(参见图 12.153)。要将模拟信号转化为数字信号,模拟信号经过连接到所有比较器反相输入端的共线同时输入到所有的比较器上。假定模拟电压处于 2.5000 V 和 3.125 V 之间,则只有参考电压低于 3.125 V 的比较器输出高电平。要生成 3 位二进制输出,8 个比较器的输出应连接到八-二进制优先编码器的输入端。连接在电路中的 D 锁存器用于提供输出使能控制。真值表如图 12.153(b)所示。

TLC5501 6 位快速 ADC IC(德州仪器公司)

TLC5501 IC 电路组成类似于图 12.153 所示的"自制"快速 ADC。但是与前面电路不同的是它具有 6 位输出。这个器件具有分开的模拟和数字电源输入——两个电源的最大工作范围均为 -0.5 ~ +7 V。模拟输入范围限制在 -0.5 到 V_{CC} +0.5 V。两个参考输入端($V_{ref,T}$和 $V_{ref,B}$)用于设置模拟工作范围,同时时钟使能输入用于模拟采样控制(参见时序表)。

图 12.154 所示功能表显示当 $V_{ref,T}$和 $V_{ref,B}$被调节使得数字 0 到 1 转换电压为 4.000 V 且满刻度转换电压为 4.993 V 时所有可能的数字输出。通过改变参考电压,范围可以调整。可参阅德州仪器公司的规格书以获得更多信息。



输入	输出模拟电压	输出数字编码					
0	3.992V	0	0	0	0	0	0
1	4.008V	0	0	0	0	0	1
⋮	⋮			⋮			
31	4.488V	0	1	1	1	1	1
32	4.508V	1	0	0	0	0	0
33	4.520V	1	0	0	0	0	1
⋮	⋮			⋮			
62	4.984V	1	1	1	1	1	0
63	5.000V	1	1	1	1	1	1

取值基于如下假定:$V_{ref,B}$ 和 $V_{ref,T}$ 被调整使得转变电压从 0 到 1 为 4.000V,到满刻度为 4.993V

(a) (b) (c)

图 12.154 (a)TL5501 6 位 A/D 转换器;(b)功能模块图;(c)功能表

快速转换器是可用到的最快的转换器。在一个时钟周期内，可以获得准确的输出参考数字量。快速转换器速度为 10~50 ns，因此频繁使用在高速数据获得系统（例如电视录像编码系统、雷达分析、高速数字示波器、遥控界面应用）中。快速转换器的缺点是，为获得 8 位准确数字则需要 256 个比较器，而 10 位器件需要 1024 个比较器。为使这些比较器高速工作，它们必须通过相当大的电流，且当超过 10 位时，所需比较器的数目变得难以处理。

12.11 显示器件

有许多显示器件可以和控制逻辑相连接以显示数字、字母、专用字符甚至图像。这里将介绍两种最常用的显示器件——发光二极管（LED）和液晶显示器（LCD）。

12.11.1 LED 显示器

LED 显示器有三种基本类型——数字型（显示数字）、字母数字型（显示字母和数字）和点阵型（如图 12.155所示）。数字型显示器由 7 段 LED 组成。每个 LED 段用一个字母命名，如图所示。7 段 LED 显示器最常用于生成数字（0~9），但也可以用于显示十六进制数（0~9，A，B，C，D，E，F）。14 段、16 段和专用 4×7 点阵型显示器为字母数字型，而 5×7 点阵型显示器既可以用做字母数字型又可以用做图像型——可以显示独特的数字和简单的图像。

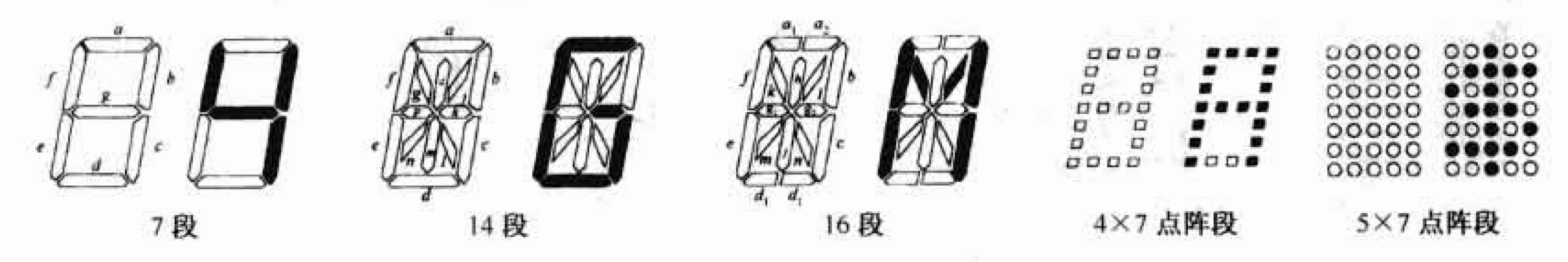


图 12.155 各种类型的显示器

要驱动共阳极显示器某一段，电流必须从相应段的终端流出。对于共阴极显示器，电流必须从相应段的终端流入。驱动这些显示器的一个简单方法是使用二－十进制码（BCD）到 7 段显示译码器/驱动器，如图 12.155 所示，使用被显示十进制数字的 BCD 输入特性（例如 1001 使用 $A_0 \sim A_3$，或 $A \sim D$ 显示"5"）。74LS47 低电平有效集电极开路输出适合共阳极显示器，而 74HC4511 的高电平有效输出适合共阴极显示器。两种 IC 都有额外的引脚用于灯光测试和灭零，并有前导零抑制（控制小数点）。在 12.6 节中讨论过如何使用这些引脚。

数字型 LED 显示器的直接驱动

7 段 LED 显示器有两种类型，共阴极型和共阳极型。图 12.156 所示为这两种类型的单个数字型 8 段（7 个数字段 + 小数点）显示器。

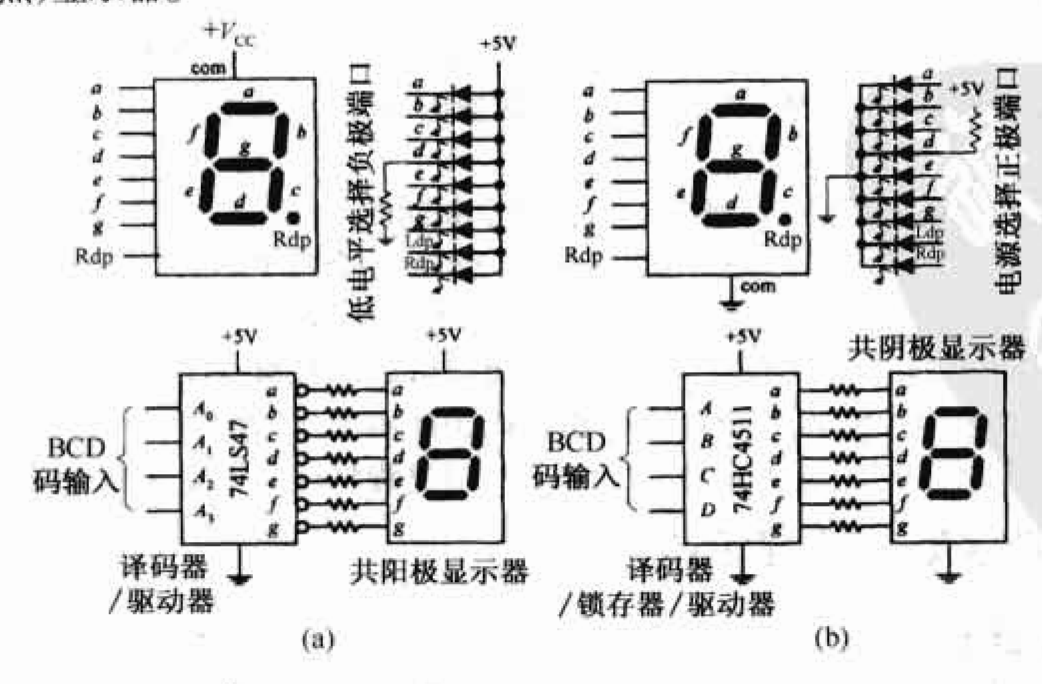


图 12.156 (a)共阳极显示器；(b)共阴极显示器

当驱动一个多位数字显示器时,例如8位数字,前面讲的方法显然不方便。它需要8个分立的译码器/驱动器IC。避免这种问题的一种方法是使用专用的直接驱动LED显示器驱动IC。例如,(美国)国家半导体公司的MM5450,如图12.157所示,设计用来驱动4或5位字母数字型共阳极LED显示器。它具有34个TTL兼容输出端用于驱动显示中要求的LED段。这些输出端的每一个可以流入15 mA的电流。为了指定输出线驱动为高或低,串行输入数据被读入驱动器的串行输入端。进入的串行数据链长为36位;第一位为起始位(置为1),余下的35位为数据位。每个数据位对应于一个给定的用于在显示中驱动所给LED段的输出数据线。当收到第36个正时钟信号时,生成一个LOAD信号将35个数据位读入锁存器,参见图12.157的功能图。在时钟的低电平状态,生成一个$\overline{\text{RESET}}$用于将移位寄存器清零。从(美国)国家半导体公司的网站(www.national.com)可以获得更多关于MM5450的信息。

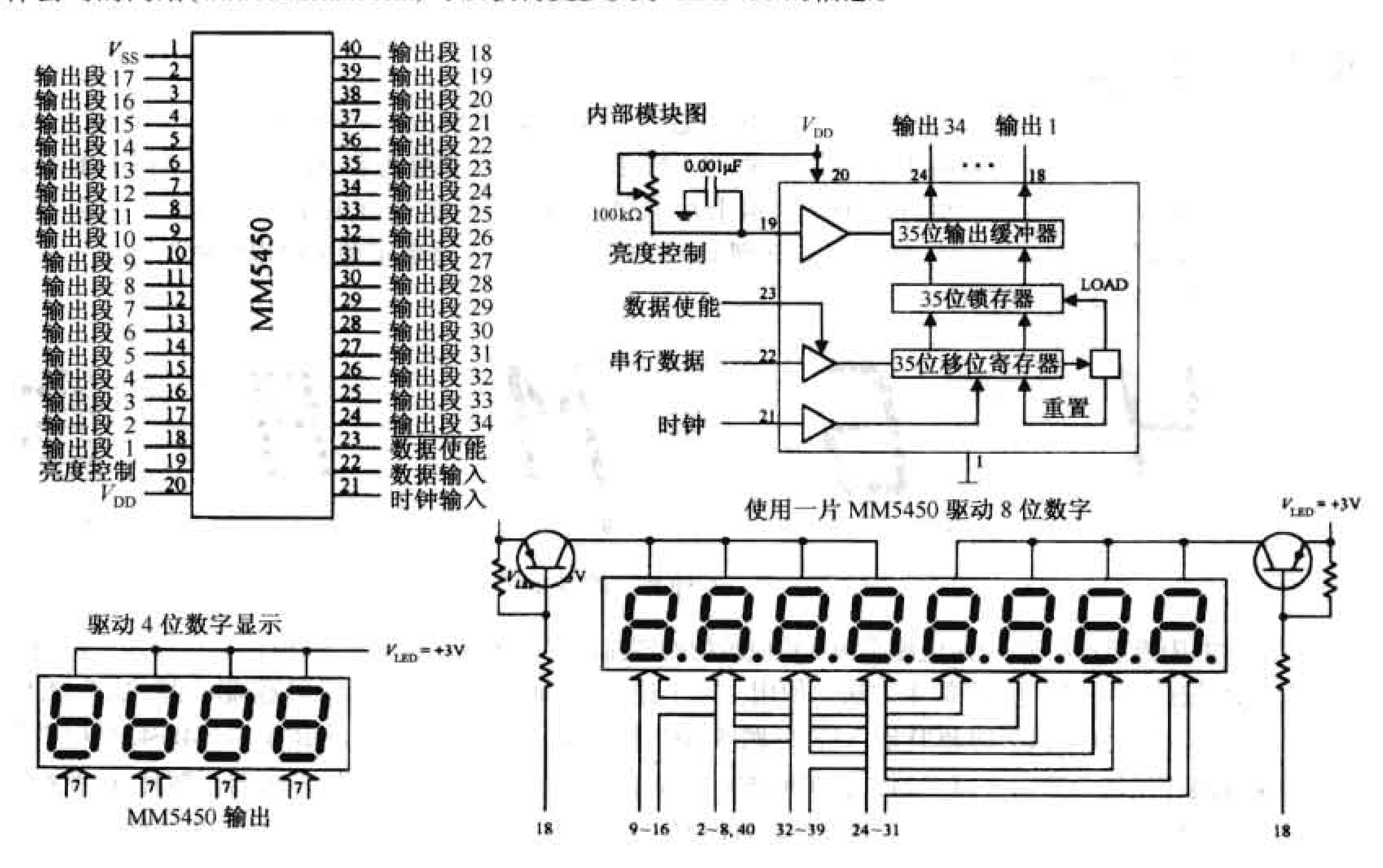


图12.157 MM5450[(美国)国家半导体]LED显示驱动器

多重LED显示

用于驱动多位数字LED显示器的另一种技术包括多路技术。多路技术可以大大减少显示器和控制逻辑电路之间所需的连接数。在多路显示中,数据使用共同的段线。同一时间显示器上只有一个数字可以被点亮。为了数据完整显示,所有的数据必须按顺序快速闪现,一次又一次。图12.158中的简单例子说明多路技术。

这里是一个多路共阴极显示器——所有的数据分享共同的段线($a \sim g$)。为了数据完整显示,数据必须快速闪现,一次一个。为了激活所给数字,数字的共线经由一个数字驱动器(三极管)接地——其他所有数字共线不定。在此例中,驱动器由微控制器控制。要点亮所给数字的对应段,微控制器提供恰当的4位BCD码到7段译码器/驱动器(74HC4511)。比如,如果我们想显示1234,将(使用软件)对微控制器编程,首先熄灭首位数字外的其他所有数字,再提供1的BCD码到译码器/驱动器上。然后下一位有效数字(2)将被驱动,接下来是第三个数字(3),再下来是末位(4)。然后进程将按程序要求的进行循环以显示1234。

12.11.2 字母数字型LED显示器

简单的字母数字型显示器

图12.159所示为共阳极双字符14段(+十进制)字母数字型显示器。注意两个字符的段在内部连接

在一起。这意味着显示器设计采用多路技术。虽然可以使用微控制器和三极管驱动器控制显示，但所需线的数目相当大。另一种选择是使用专用的驱动 IC，例如 Intersil 的 ICM7423B 14 段 6 位 ASCII 码驱动器。另一种是避免使用此种类型的显示而代以包含所有必须控制逻辑（驱动器、码转换器等）的"智能型"字母数字显示器。

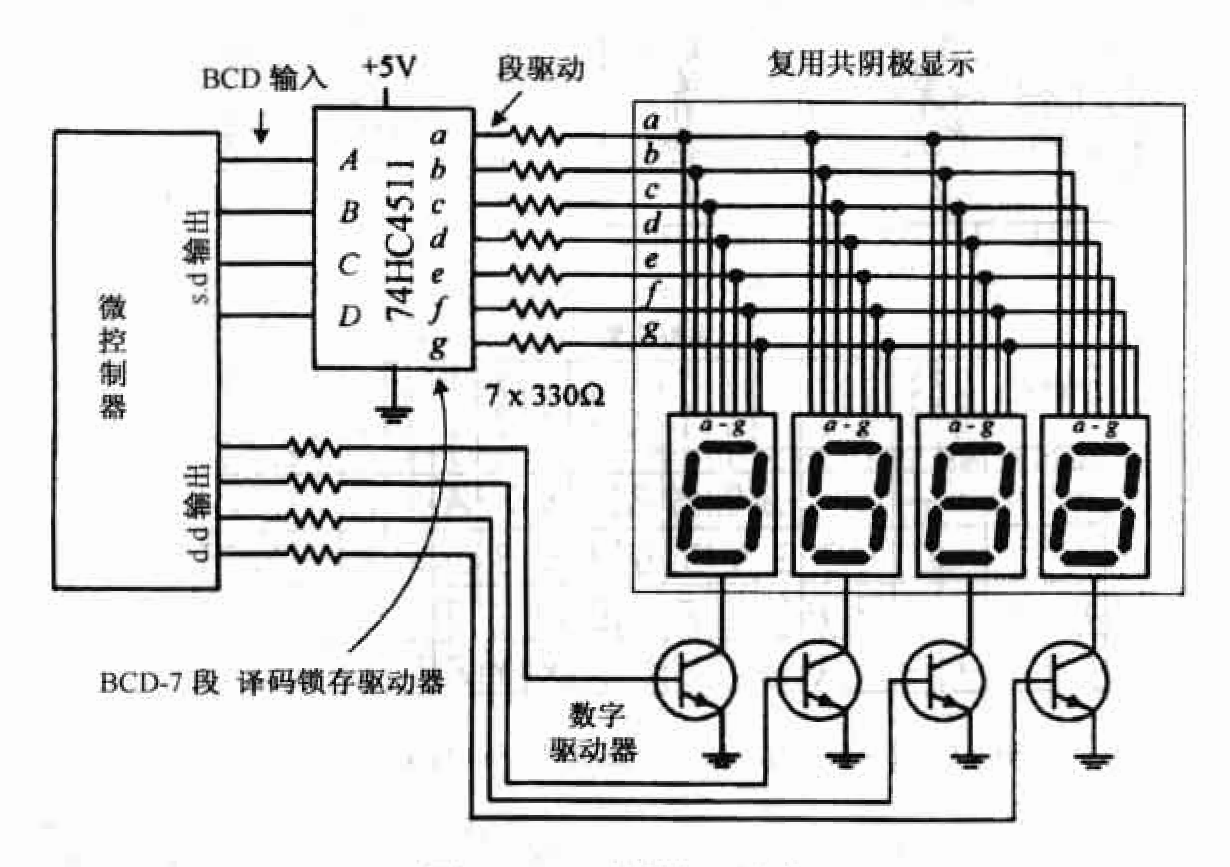


图 12.158　简单复用方案

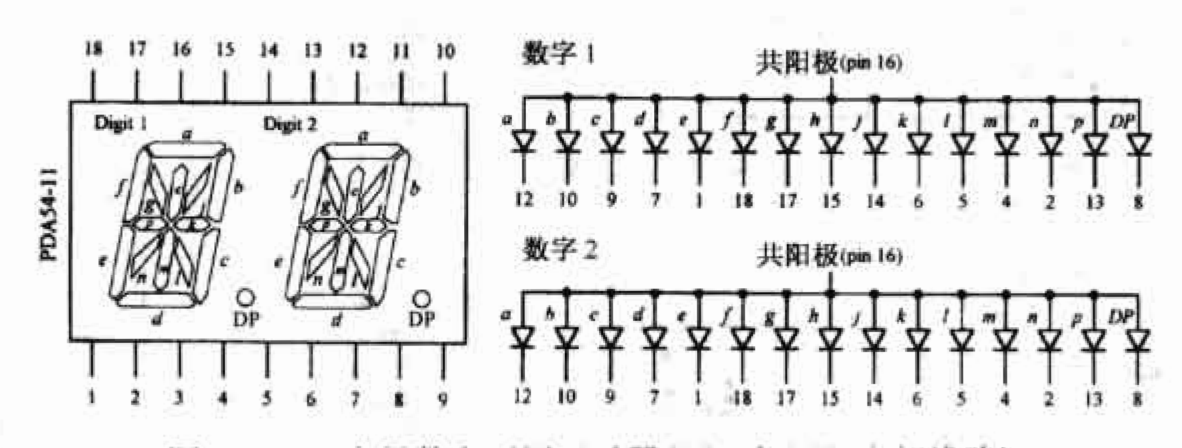


图 12.159　字母数字两用显示器（用于复用的内部线路）

"智能型"字母数字显示器

HPDL-1414 是"智能型"4 字符 16 段显示器。这个器件由 LED，4 字节 ASCII 内存，64 字节字符生成器，17 段驱动器，4 位驱动器以及多路复用 4 LED 字符所必须的扫描电路组成，如图 12.160 所示。它是 TTL 兼容的而且相当容易使用。7 个数据输入端 $D_0 \sim D_6$ 接收 7 位 ASCII 码，同时数据选择输入端 $A_0 \sim A_1$ 接收用于明确四个数字中哪一个被点亮的 2 位二进制码。WRITE($\overline{WR}$)输入端用于将新数据读入内存。在一个数据被读入内存后，IC 将 ASCII 码解码，驱动显示器，并在无需外部硬件或软件的情况下将其刷新。

"智能型"十六进制和数字点阵型显示器

图 12.161 所示为 Hewlett Packard 公司的 HDSP-076x 系列 4×7 点阵型显示器：-0760（数字型，小数点位于右边），-0761（数字型，小数点位于左边），-0762（适用于十六进制）和 -0763（范围为 ±1）。这些器件是包含数据内存、译码器和显示驱动器"智能型"固态器件。对于数字和十六进制显示器，输入到 pin 8，1，2 和 3 位正 BCD 码用于选择字母或字符——参见图中的真值表。这种数字显示器也有小数点和使能输入端。当使能输入端为高电平时，BCD 输入端的任何变化对显示器内存、显示字符和小数点无影响。十六进制显示器不含小数点但具有灭零输入。灭零输入对显示器内存无影响，超范围显示器使用 pin1，2，3，4 和

8 选择"+"或"-","1",小数点以及灭零条件——参见图中真值表。浏览 Hewlett Packard 公司的规格书可以了解更多关于这些器件的信息。

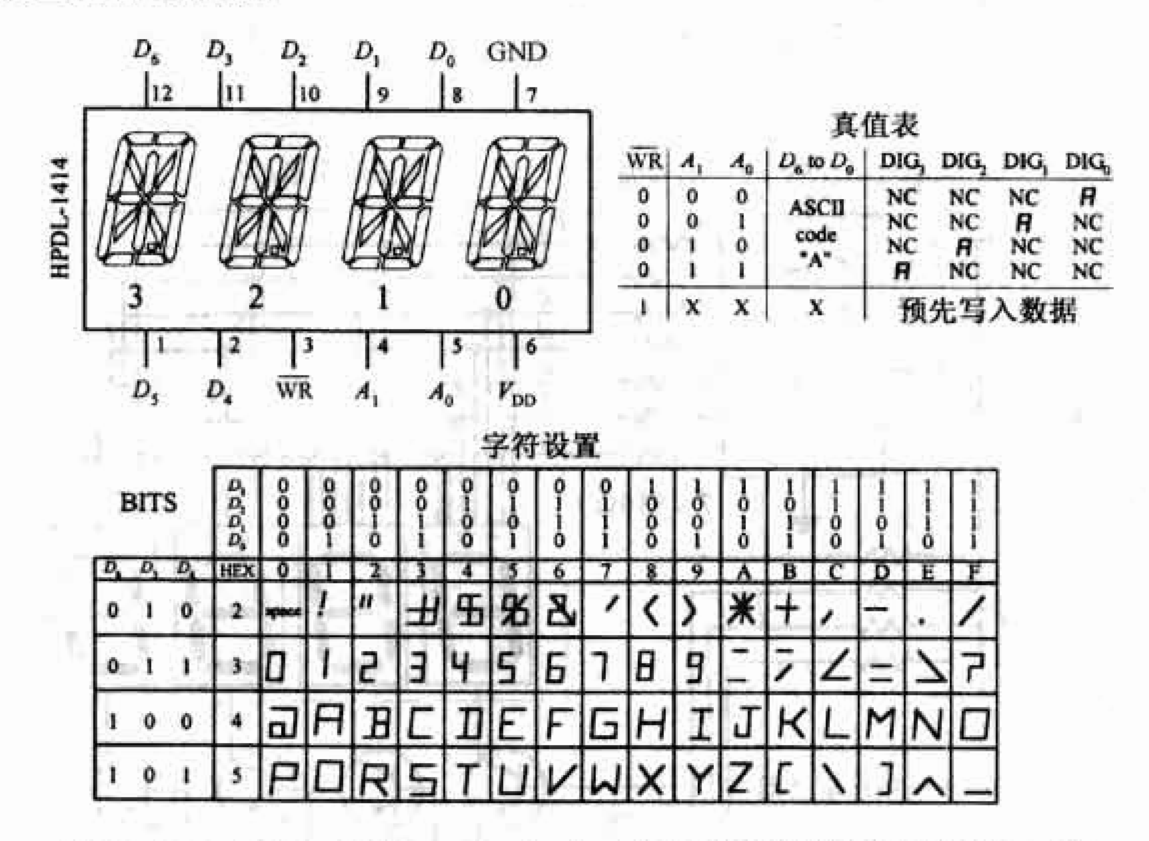


图 12.160 HPDL-1414(Hewlett Packard)4 字符智能型字母数字显示器

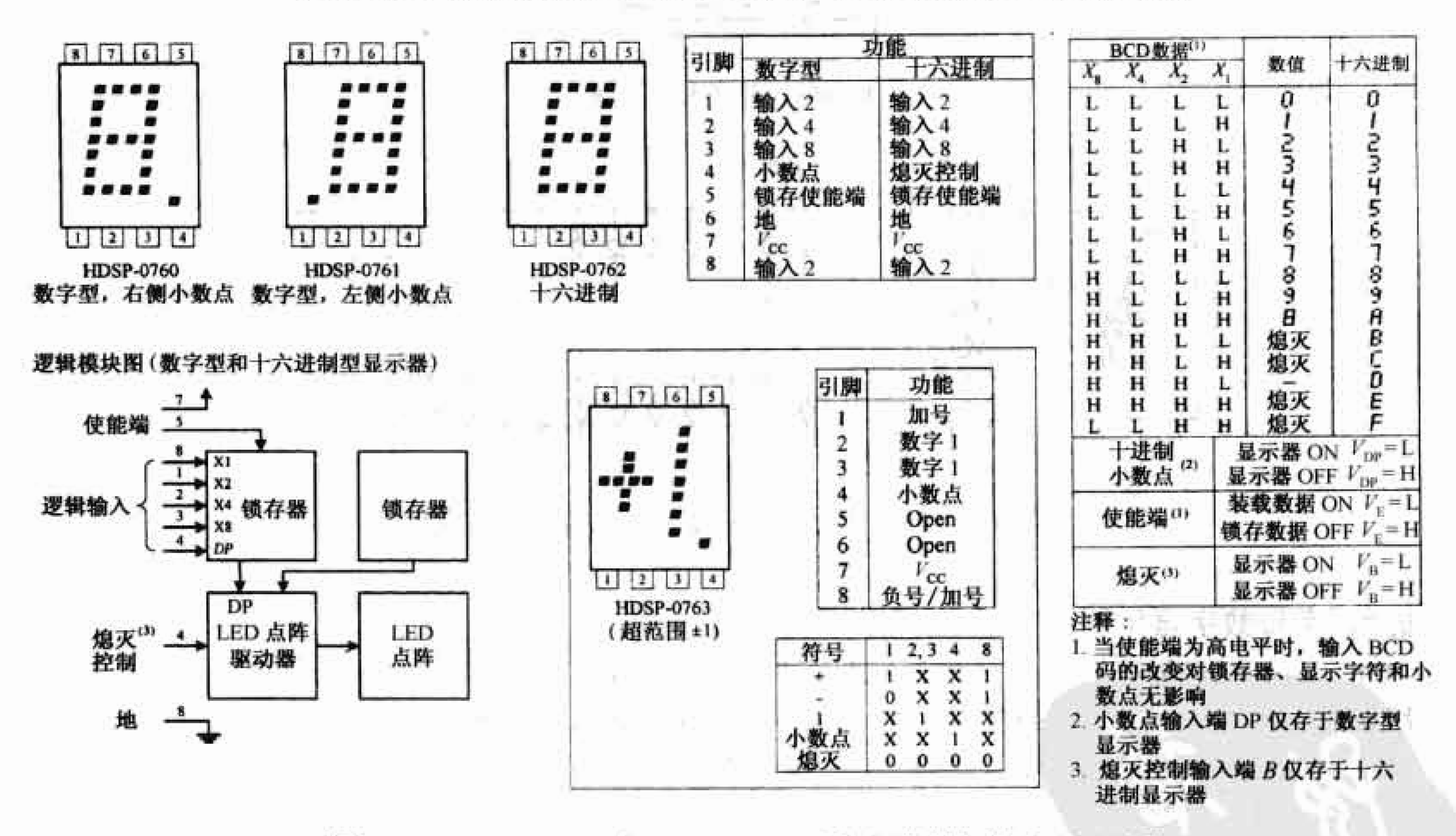


图 12.161 HDSP-076x(Hewlett Packard)十六进制与数字型显示器

5×7 点阵型显示器

图 12.162 所示为 Infineon 公司的 DL07135 智能型 5×7 点阵型显示器。这个器件具有 96 个 ASCII 字符(包括大写字符和小写字符)设置、内置存储器、内置字符生成器、内置多路器和 LED 驱动电路、内置灯光测试和智能控制(4 种)。真值表和时序图将使你对器件的工作方式有个大致理解。要获得详情,浏览 Infineon 公司的说明书。

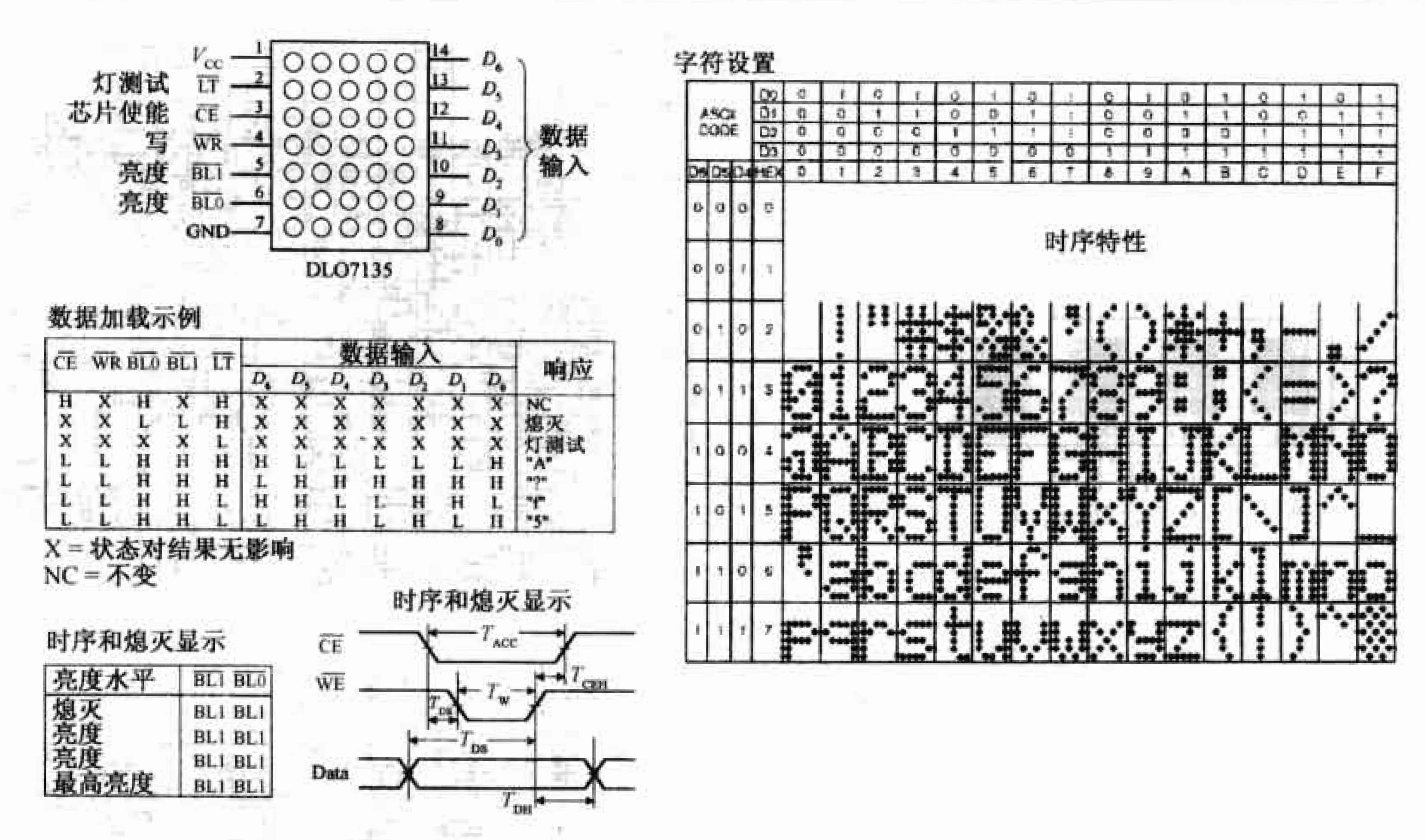


图 12.162 DL07135(Infineon 公司)智能型 5×7 点阵显示器

多数字 5×7 点阵型显示器(西门子)

SLR2016:4 位数字 5×7 点阵型显示器和 PDSP1880:8 字符 5×7 点阵型字母数字可编程显示器

图 12.163 所示为西门子(Siemens)公司的 SLR2016 4 位数字 5×7 点阵型显示器和 PDSP18808 字符 5×7 点阵型字母数字可编程显示器。

SLR2016 是内置 CMOS 电路的 4 位数字 5×7 点阵型显示模块。集成电路包括存储器、128 ASCII ROM 译码器、多路复用电路和驱动器。SLR2016 具有两个地址位(A_0 和 A_1)和用于 ASCII 码的 7 个并行输入端(D_0 ~ D_6)、写输入端($\overline{WR}$)、灭零输入端($\overline{BL}$)和用于将 RAM 中 ASCII 字符清零的清零输入端($\overline{CLR}$)。字符设置由 128 个用于英文、德文、意大利文、瑞典文、丹麦文和挪威文的专用 ASCII 字符组成。在存储新数据的写循环期间,要求的数据代码(D_0 ~ D_6)和数字地址(A_0 和 A_1)必须保持不变。数据进入可能是异步的。通过使 $A_2 = A_1 = 0$ 可将数字 0 定义为右侧数据。将整个 4 位内部存储器清零可通过保持清零输入端($\overline{CLR}$)为低电平(至少 1 ms)实现。因为每一个数字可以独立寻址且将继续显示上一个存储数字直到其被另一个取代,所以可以使用许多 SLR2016 构建多字符显示系统。

PDSP1880 类似于前面的显示模块,但是它具有一个可以被生产商编程以提供客户定制字符的可编程 ROM。它也有 8 位数字。这个器件有点难以理解,但如果你有兴趣,可以浏览生产商的说明书。

12.11.3 液晶显示器

在低功耗 CMOS 数字系统(例如电池或太阳能供电电子器件)中,液晶显示器(LED)消耗了系统所需功率中的绝大部分,如果想避免这种情况,特别是在寻找节省 CMOS 器件使用功耗的方法时,LCD 显示器是低功耗应用的理想选择。不同于 LED 显示器,LCD 是一个被动器件。这意味着它使用外部已经存在的光线(例如阳光、室内光)代替使用电流生成的光。为使 LCD 产生光学效应,外部光源仅需要一点功耗(在 mW/cm² 范围内)。

LCD 的一个缺点是其缓慢的转换速度(显示新数字/字符所需的时间)。LCD 典型的转换速度范围约为 40 ~ 100 ms。在低温时,转换速度更差。LCD 的另一个问题是需要存在外部光线。虽然存在有背光灯(例如显示器后面的背光灯)的 LCD 显示器,但独立的背光灯也要消耗功率,使得功率不能保持为最小值。

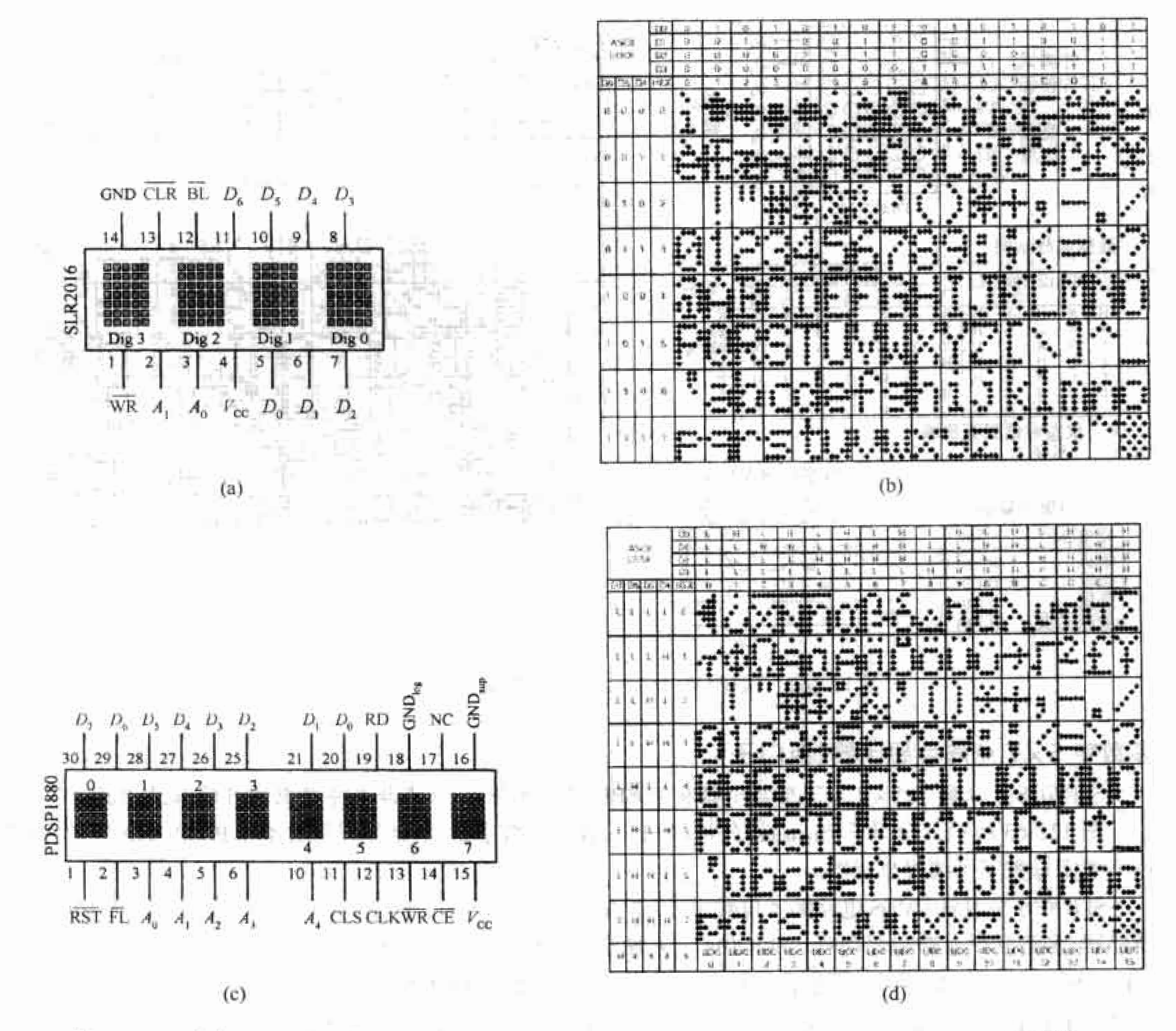


图 12.163 (a)SLR2016(西门子)4 位数字 5×7 点阵字母数字型(智能)显示器;(b)SLR2016 字符集;(c)PDSP1880(西门子)8字符5×7点阵字母数字型可编程显示器;(d)PDSP1880字符集

LCD 显示器工作的基本原理

LCD 显示器由许多层组成,包括偏光层、前透明电极、一层液晶、后透明电极、第二偏光层和一个镜层,参见图 12.164(a)。

前透明电极生成字符或数字等独立段,而后透明电极形成共同的平面,经常被称为背平面(BP)。前电极段和背平面通过外部接触相连。当给定的前电极和后电极之间不存在电压差时,电极所在区域看起来相对于银色背景为银色。但是,当给定的前电极和后电极之间存在电压差时,电极所在区域看起来相对于银色背景则为暗色。

图 12.164(b)中电路给出一个驱动 7 段 LCD 的简单方法。它使用 74HC4511 BCD 译码器和异或逻辑门生成 LCD 的前驱动信号。在此电路中应当注意的非常重要的一点是时钟信号。在制造时,LCD 实际上需要交流驱动信号(例如方波)代替直流驱动信号。如果使用直流信号,显示器的最主要成分,称为液晶,将遭受电化学退化(在一瞬间多处于液晶上)。所用交流驱动信号的最佳频率一般为 25 ~ 200 Hz。理解了这一点,则易于理解为什么我们需要使用异或逻辑门。当时钟传输方波到后电极(背平面,或 BP),异或逻辑门作为使能门允许信号通过且将其取反输入到给定的前电极段。例如,1001(5)的 BCD 码输入到译码器,译码器的输出端 a, c, d, f 和 g 变为高电平,同时输出端 b 和 e 变为低电平。当正时钟脉冲到达,连接在高电平输出端的异或门将高电平取反。在同一脉冲期间,背平面为高电平。电压差现在出现在 a, c, d, f 和

g 段和背平面之,因此这些段为暗色。b 和 e 段,与背景一起,显示为银色,因为它们和背平面之间不存在电压差。由于所有极性都取反,当时钟脉冲变为低电平,由于所有极性都取反,显示保持不变(BCD 输入端保持不变)。这对显示器的光学效应无影响。

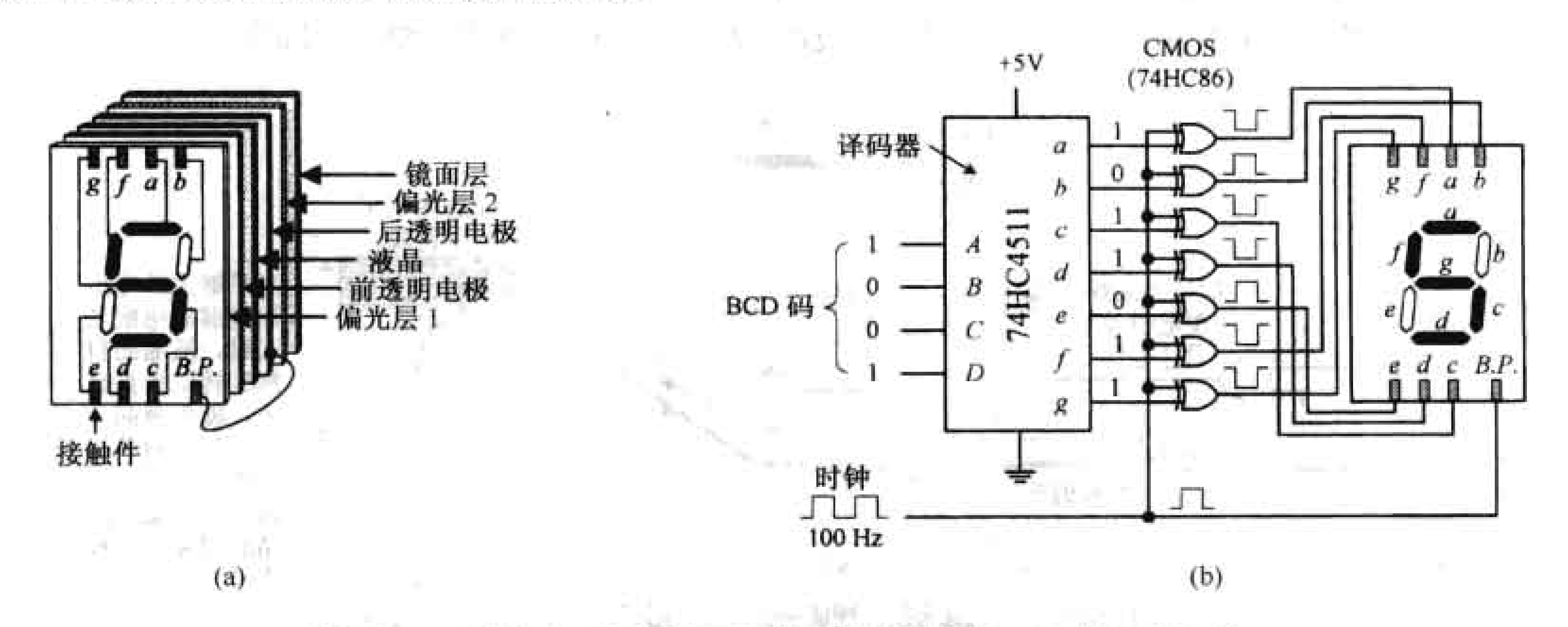


图 12.164　(a)LCD 反光型 LCD 剖面图;(b)驱动 LCD 的示例电路

LCD 工作原理(物理)的详细解释

图 12.165 显示 LCD 如何生成一个透明(银色)段。当发送到前后透明电极的控制信号同相时,两电极之间不存在电压差。在无电压差情况下,雪茄状的有机液晶(向列型液晶)以螺旋状态排列,如图 12.165 所示。上面的液晶排列与书页平行,而最下面的液晶排列与书页垂直。上面的液晶和下面的液晶保持在蚀刻单元玻璃内表面的微小凹槽中。存在于相临液晶分子之间的静电力使得上面液晶分子和下面液晶分子之间的液晶逐渐螺旋成 90°。当偏振光通过包含这些螺旋的显示器某区域时,光线的偏振角旋转 90°。现在,总体上观测显示器,当非偏振入射光通过偏振器 1(如图 12.165 所示)时,光线偏振为与第一个偏振器相同的方向。偏振光然后通过前透明电极进入液晶单元内,当通过单元后,偏振角旋转 90°。单元内的偏振光然后再通过后透明电极和第二个偏振器(如果我们拿掉液晶单元,由于两偏振器互相垂直,通过第一个偏振器的所用偏振光将被吸收)。通过第二个偏振器的光在镜面上反射,透过第二个偏振器,透过液晶单元(被旋转 90°),透过第一个偏振器,最终达到观测者的眼睛。反射光为银色。注意,因为在背景区域液晶单元两侧不存在电压差,所以 LCD 显示器的背景始终为银色。

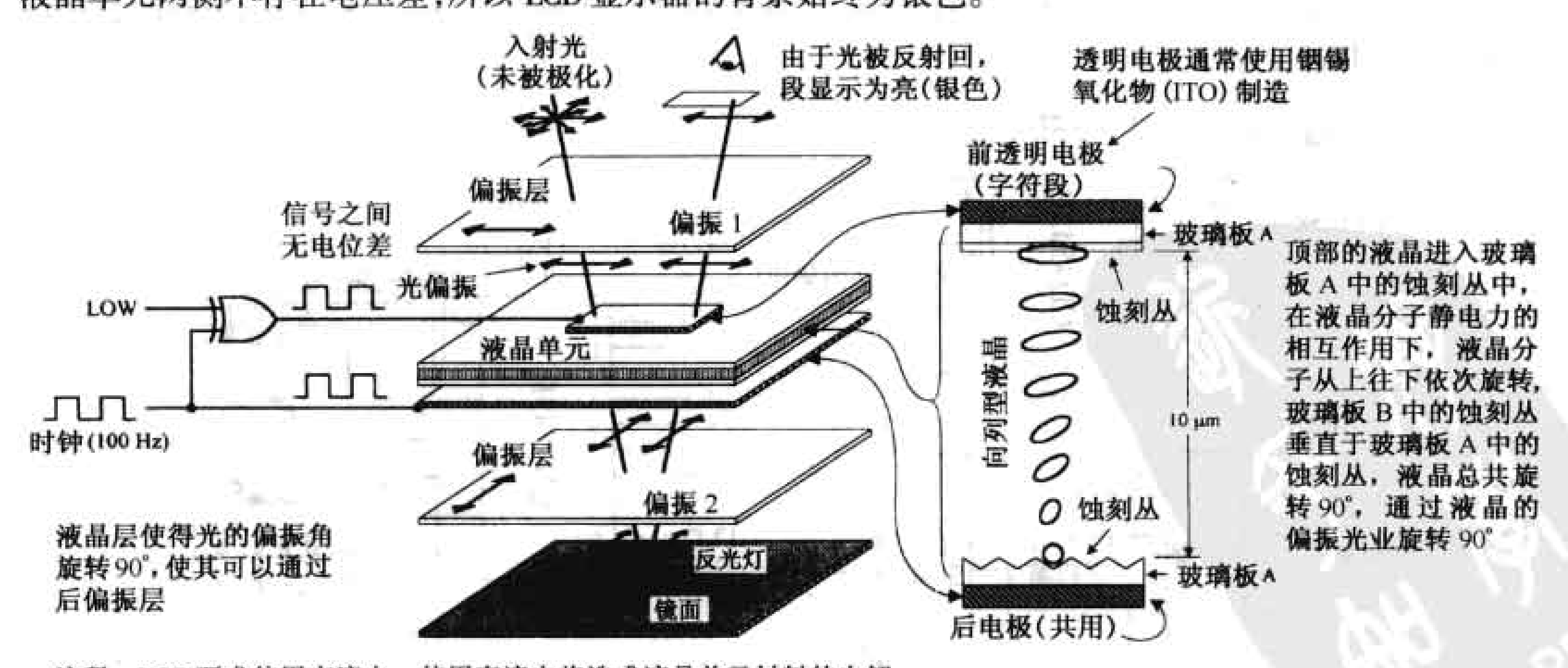


图 12.165　生成 LCD 亮色段

图 12.166 说明 LCD 如何生成暗色段。当发送到前后电极的控制信号不同相时,两电极之间存在电压差。这使得液晶分子以并行方式排列,如图 12.166 所示。当透过第一个偏振器的偏振光通过内含并行液晶分子的单元区域时,偏振角保持不变。但是当光来到第二个偏振器上时将被吸收,因为光线的偏振角与第二个偏振器的偏振方向互相垂直。所以没有光到达镜面,没有光反射到观测者的眼睛,因此该段显示为暗色。

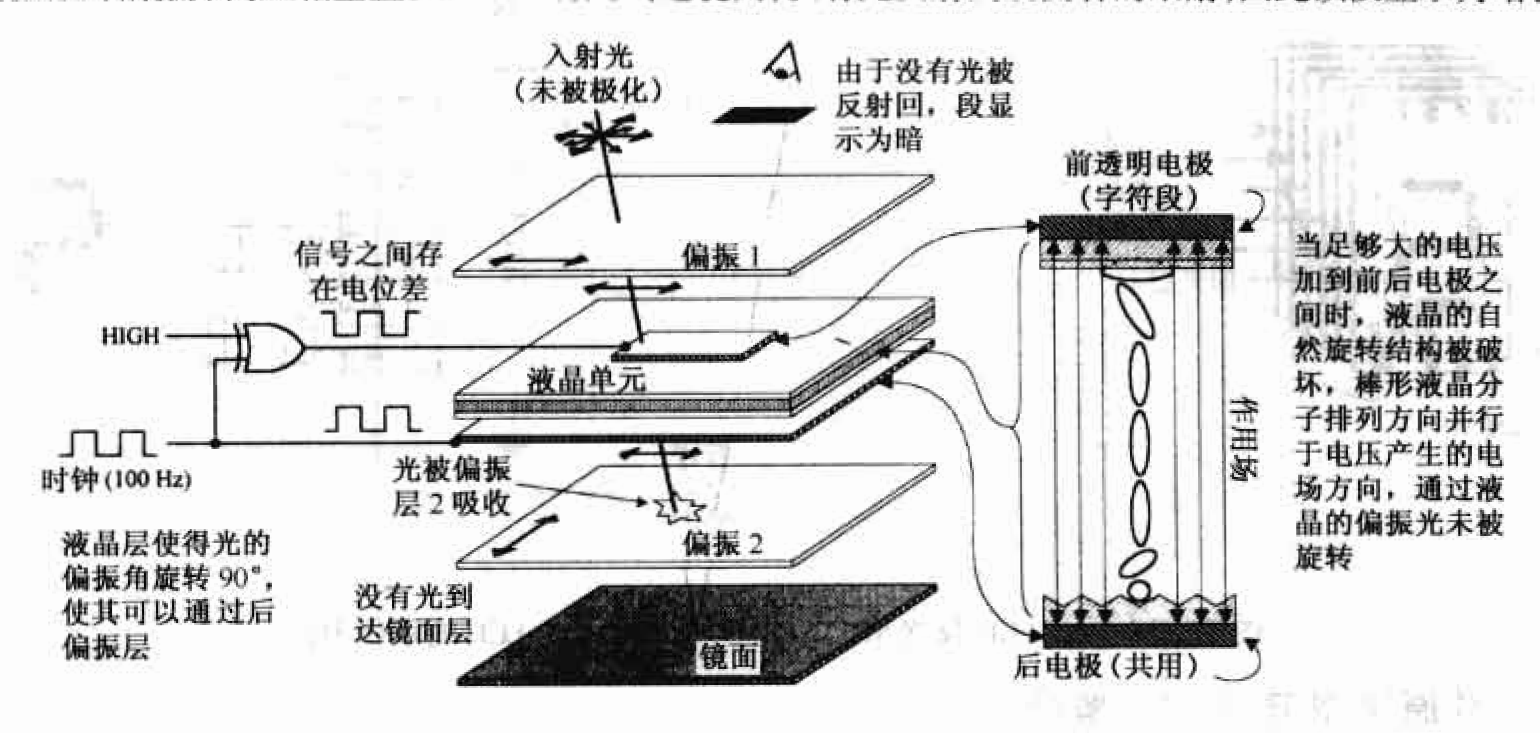


图 12.166 生成 LCD 暗色段

图 12.165 所示的 LCD 代表标准扭曲向列显示器。另一种常用的 LCD 是超扭曲向列显示器。与标准扭曲向列显示器不同的是,这种显示器的有机液晶从头到尾旋转 270°。额外的 180°扭曲改善对比度和视角。

液晶显示驱动器

CD4543B CMOS BCD 7 段锁存解码驱动器(德州仪器)

CD4543B,如图 12.167 所示,是设计用来驱动 LCD 和 LED 显示器的 BCD 7 段锁存解码驱动器。当驱动 LCD 时,方波信号必须同时输入到 CD4543B 的相位输入端(Ph)和 LCD 的背平面。当用于驱动 LED 显示时,对于共阴极显示相位输入端要求接高电平,对于共阳极显示相位输入端要求接低电平。要熄灭显示(设置输出端 $a \sim g$ 为低电平),BL 输入端应置为高电平。CD4543B 锁存使能输入(LD)——用于锁存输入信号,阻止新输入数据改变显示。

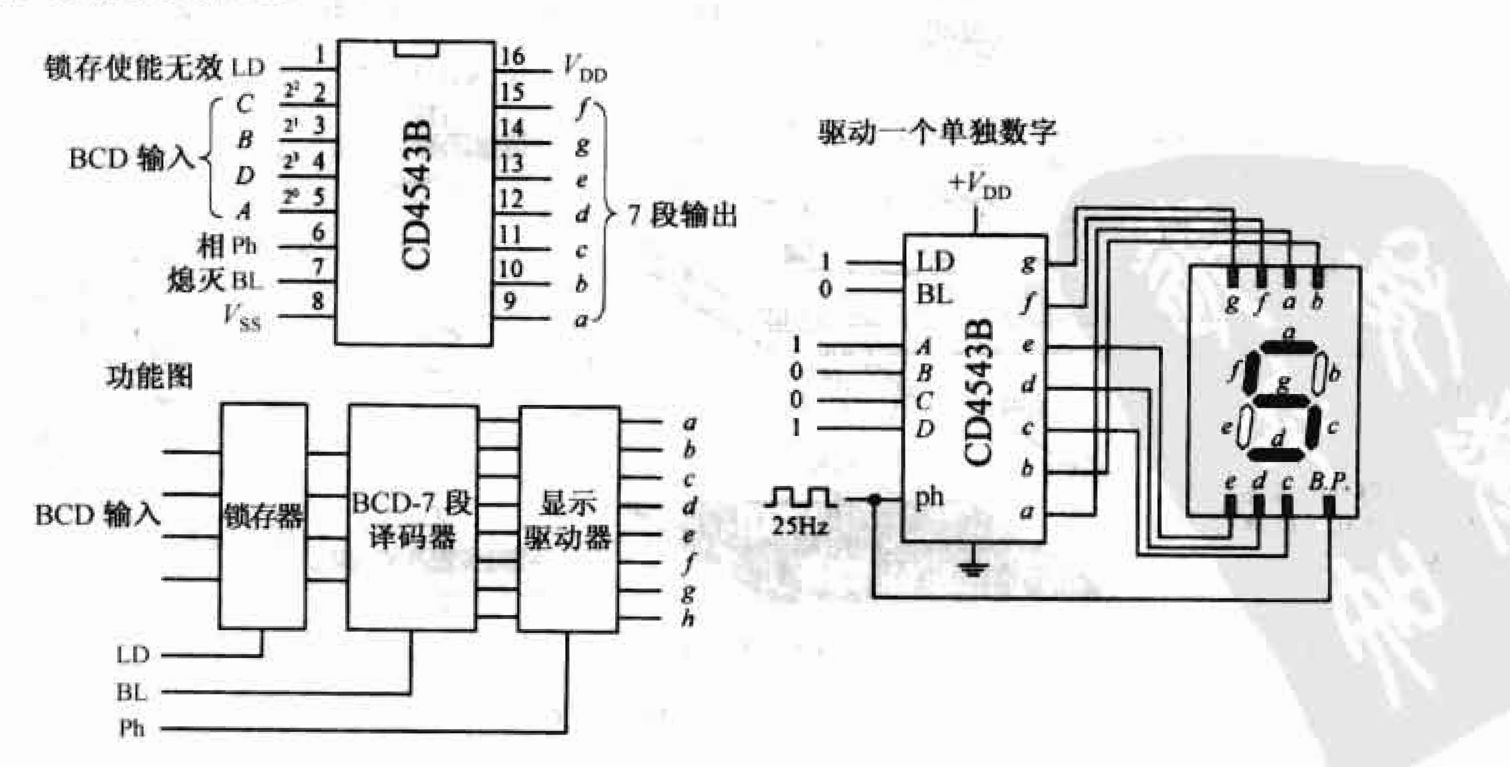


图 12.167 BCD-7 段 LCD 的 CMOS 锁存/译码/驱动器

MM5453 液晶显示驱动器[(美国)国家半导体公司]

MM5453 是一个最多驱动 33 个 LCD 段的 40 引脚 IC。可用于驱动位数字的 7 段显示器。它包含一个内部振荡器部分(需要外部 RC 电路)用于产生驱动 LCD 所必须的方波。如要显示某个段位,应输入串行码到数据输入端。串行码有一个起始位(高电平)——后跟数据位,以确定输出端应驱动为高电平或低电平。图 12.168 为一显示电路示例以及驱动位数字显示器所需的相应数据格式。

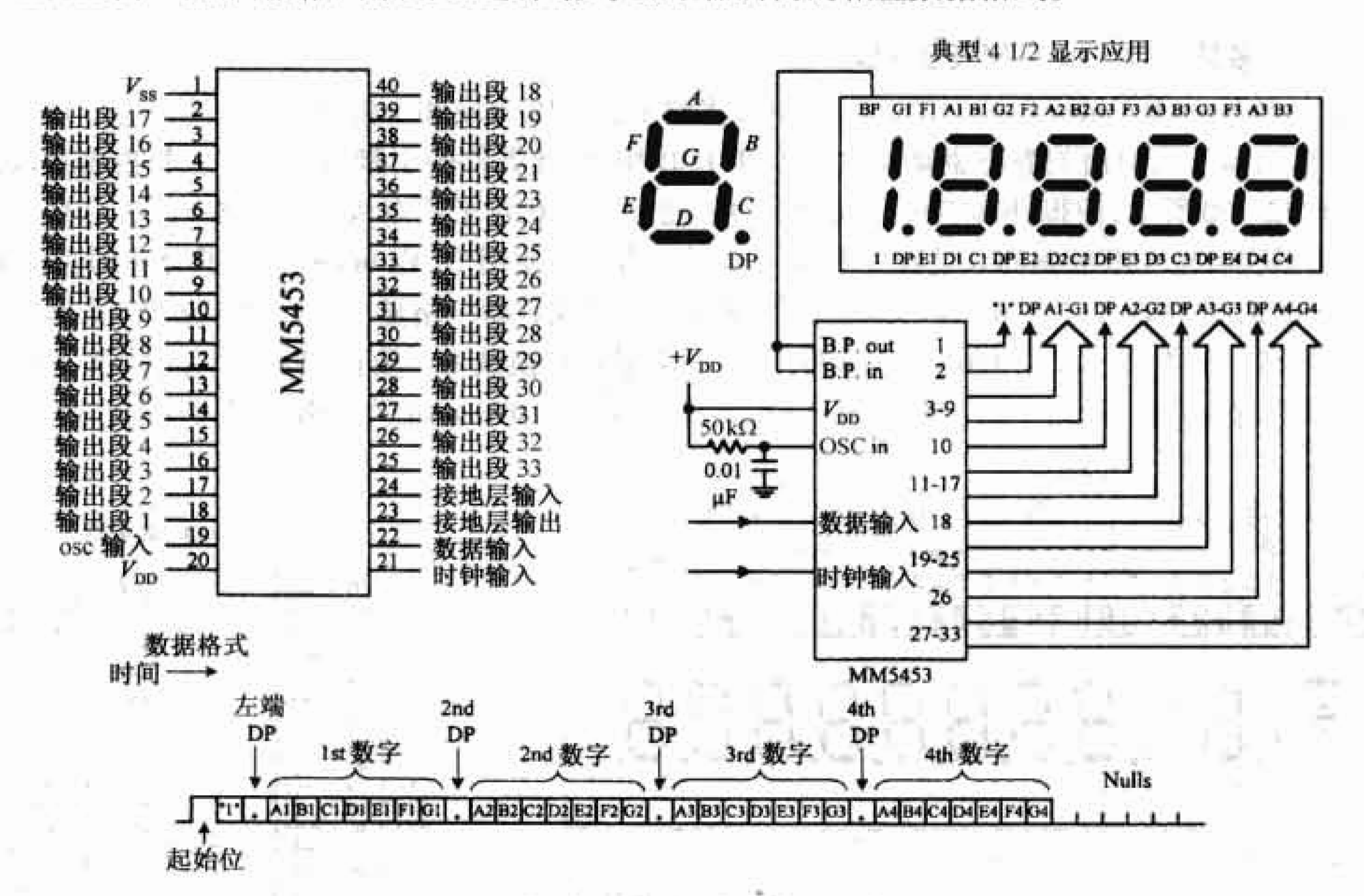


图 12.168 MM5453[(美国)国家半导体公司]液晶显示驱动器

VI-322-DP LCD 显示器和 ICL7106 3½数字 LCD,A/D 转换驱动器

在电子元器件目录中可找到许多专用 LCD 显示器。一个例子是 Varitronix 公司的 VI-322-DP 3½数字(脉冲 - , + ,BAT,Δ)LCD ,如图 12.169 所示。这个显示器由静态驱动阵列(每一段有独立端)组成且使用在许多测试仪器中。要驱动显示器,首先应找出制造商建议使用何种驱动器。在这里,制造商建议使用 Intersil 的 ICL7106。这种 IC 是 3 数字 LCD/LED 显示驱动器,也可以作为 A/D 转换器。双用途特性使其易于将传感器与用于驱动显示器的相同 IC 直接相连。要了解如何使用 ICL7106,可以在 www.intersil.com 上浏览 Intersil 的规格书。

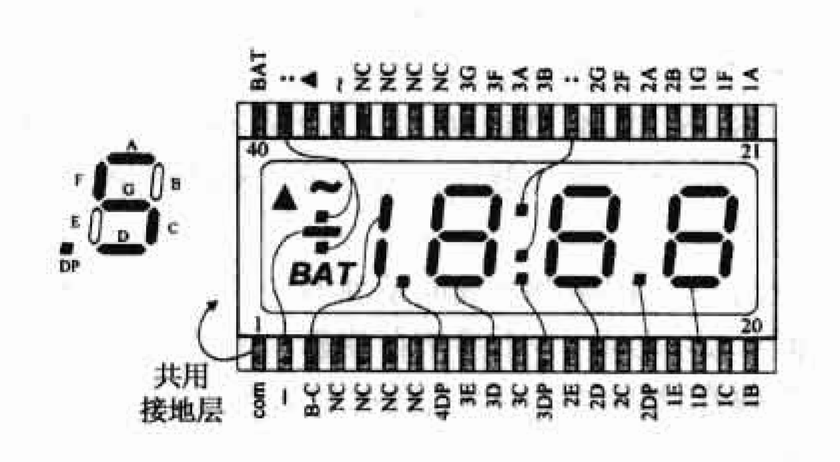




图 12.169 VI-322-DP(Vartronix)静态驱动 LCD

多路复用 LCD 显示器

我们上面所介绍的是静态驱动类型 LCD 的例子,其中每一段(电极)具有各自的接线端,且一个共用的平面作为后电极。另一种类型的 LCD 设计使用多路技术,也被称为动态驱动或多路显示器。与多路 LED 显示器类似,多路 LCD 显示器可大大减少显示器和驱动器之间所需外部连接线的数目。但是它们增加了驱动电路(或软件)的复杂性。在多路 LCD 中,适当的端连接在一起形成组,从而被多重背平面电极寻址。

VIM-1101-2 多路 LCD 和 ICM7231LCD 驱动器

图 12.170 所示为 Vartronix 公司的 VIM-1101-2 多路 LCD。因为段和小数点三个一组,这个显示器也被称为三路显示器。与前面的静态驱动 VIM-322-DP LCD 相比,此器件的引脚数相当少。将前电极段连接在一起,如图 12.170 所示,使得外部连接的减少成为可能。请注意背平面电极分享三根共线,点亮显示器的不同段较为复杂,它要求准确的寻址顺序和专用波形。为了方便用户,Vartronix 指定了合适的驱动 IC,Vartronix 指定的 IC 是 Intersil 的 ICM7232。这个器件设计用来构成驱动三路显示器(具有 10 个 7 段数字和 2 个独立的信号器——类似于 VIM-1101-2 显示器)所需的电平和转换波形。要向显示器写入数据,6 位数据和 4 位地址以串行方式读入移位寄存器然后译码写入显示器。浏览 Intersil 的规格书可以获得详情。

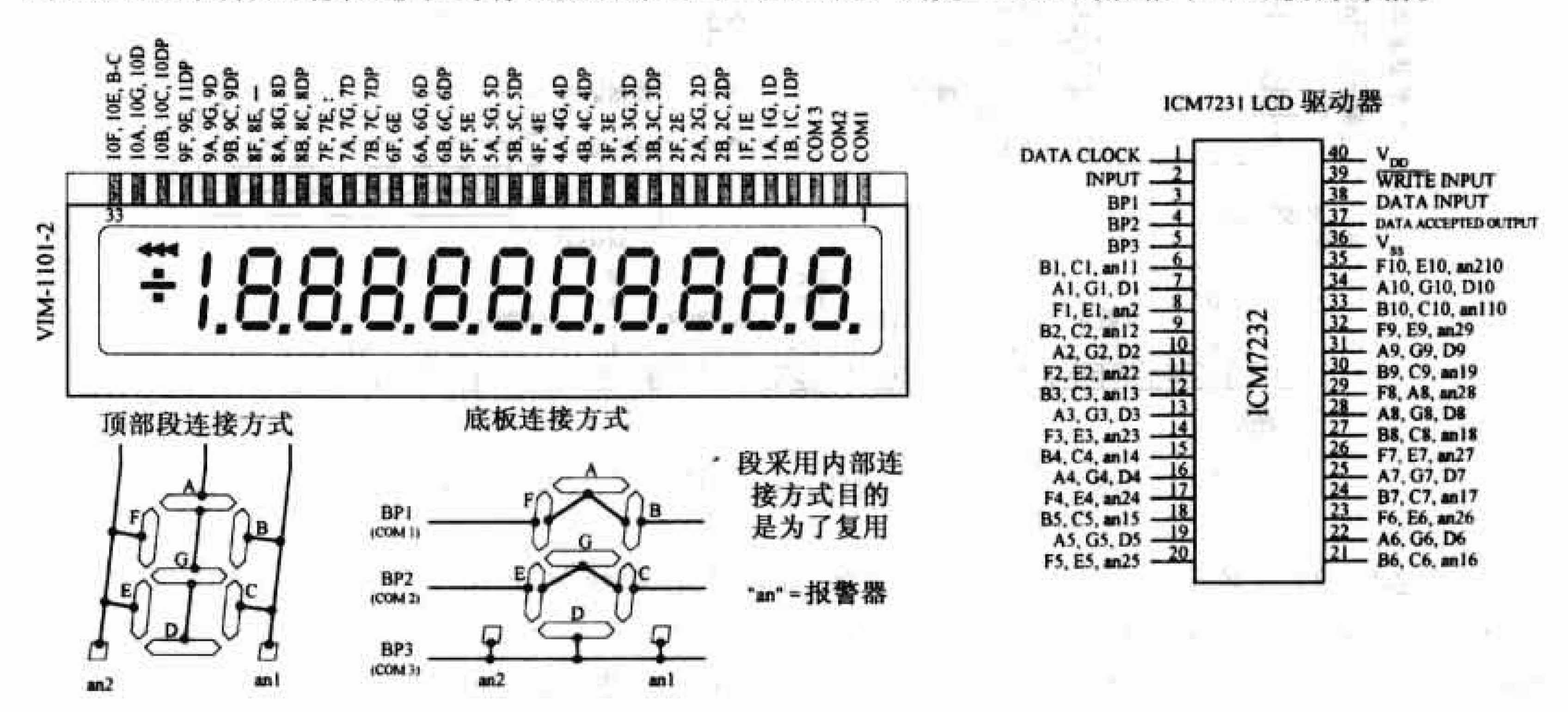


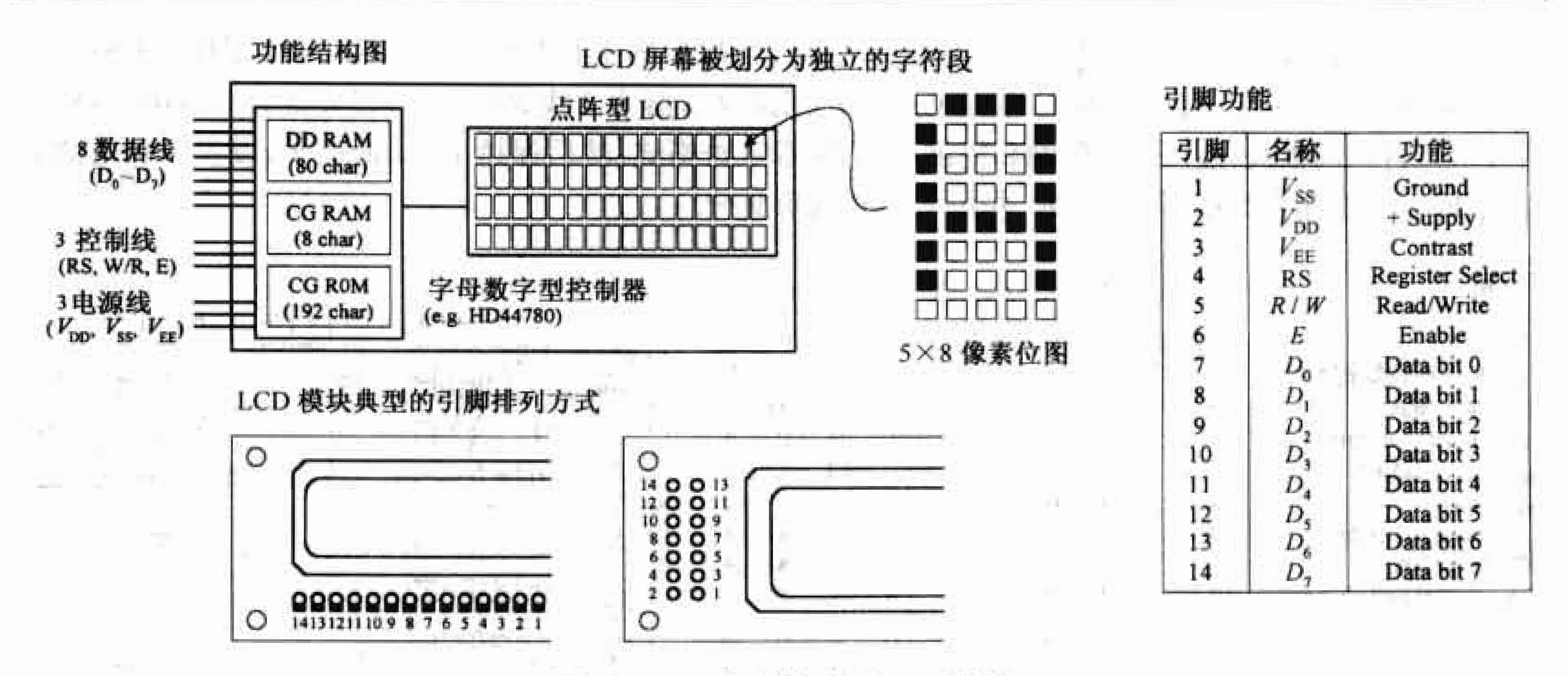
图 12.170 VIM-1101-2(Vartronix)多路 LCD 驱动器和 ICM7231LCD(Intersil)驱动器

"智能"点阵 LCD 模块

点阵 LCD 显示器用于显示字母、数字和其他符号。这些显示器通常使用在网络电话、计算器、自动售货机和其他许多需要向使用者传送简单文本信息的器件中,点阵型 LCD 也用做笔记本电脑屏幕,这些显示器包含专用的滤波器、多彩背光等。在这里,我们介绍一下简单的字母数字型 LCD 显示器。

字母数字型 LCD 屏幕通常被划分为许多 5×8 像素块,每一块由水平和垂直线分割开来。图 12.171 所示的显示器有 4 排 20 列 5×8 像素块。其他标准结构有 8,16,20,24,32 或 40 列和 1,2 或 4 排。需要某些指定块生成字符则要求这些块内的某些像素打开或关闭,可以想象,要控制这么多不同的像素(电极段)是非常复杂的,因此需要使用智能驱动 IC。

几乎所有的字母数字型 LCD 模块都可以由 Hitachi 公司的 HD44780(或同系列器件)驱动 IC 控制。驱动器包含一个存储 192 个字母数字型字符的永久存储器(CG ROM)、一个用于存储显示内容的随机存取存储器(DD RAM)、一个用于存储客户符号的第二随机存取存储器(CG RAM)、数据和指令控制信号的输入线、驱动 LCD 像素的多路输出以及与用于驱动更多像素的扩展芯片相连接的扩展输出端。这个器件在 LCD 模块内已经集成好(当然你也可以通过将 LCD 与驱动器相连接构建自己的模块,但是不值得这样尝试——因为众多细小的连接会耗费你大量的精力)。本节描述的所有模块都是由 HD44780 驱动。



引脚	名称	功能
1	V_{SS}	Ground
2	V_{DD}	+ Supply
3	V_{EE}	Contrast
4	RS	Register Select
5	R/W	Read/Write
6	E	Enable
7	D_0	Data bit 0
8	D_1	Data bit 1
9	D_2	Data bit 2
10	D_3	Data bit 3
11	D_4	Data bit 4
12	D_5	Data bit 5
13	D_6	Data bit 6
14	D_7	Data bit 7

图 12.171　字母数字型 LCD 模块

引脚的介绍

标准 LCD 模块有 14 个引脚：8 根数据线（D_0 ~ D_7），3 根控制线（RS, W/R, E）和 3 根电源线（V_{DD}，V_{SS}、V_{EE}）。V_{DD}(pin 2)和 V_{SS}(pin 1)是模块的正负电源供电端。通常 V_{DD}被设置为 +5 V，同时 V_{SS}接地。V_{EE}(pin 3)是显示对比度控制，通过改变输入到此端的电压，显示器的对比度增加或减少，可用一个电位器置于两电源电压之间，动触点连接到 V_{EE}上，用于手工调整。D_0 ~ D_7(7 ~ 14 脚)为数据总线，数据以一个 8 位字节或两个 4 位半字节的方式送入显示器或由显示器送出，在后一种情况，只有上 4 根数据线(7 ~ 10 脚)被使用。RS(pin 3)为寄存器选择线，当此线为低电平时，传输到显示模块的数据字节被解释为命令，且数据模块读出的数据字节表明模块状态。当此线为高电平时，字符数据可以传入或传出显示模块。R/W(pin 5)是读/写控制线。要写命令或送字符数据到模块中，R/W 线应为低电平；要从模块中读字符数据或状态信息，R/W 线应为高电平。E(pin 6)为使能控制输入端，用于启动命令或字符数据到模块的传入或传出；当使能输入端收到信号下降沿时，向模块写入信息，D_0 ~ D_7 上的数据被传输到显示模块中；当使能输入端由低电平变为高电平时，从模块读取信息，D_0 ~ D_7 上的数据则可以输出，并在使能信号变回低电平以前一直有效。

图 12.172 为 LCD 模块的指令设置和标准字符设置。我们将通过一些例子说明如何使用指令以及如何写字符到显示器上。

用于说明 LCD 模块如何控制的测试电路

图 12.173(a)所示的简单测试电路对于了解如何向 LCD 模块发送和字符数据非常有用（在实际中，LCD 模块是连接到微处理器或微控制器上，如图 12.173(b)所示，我们将在本节后面讨论接口电路）。在电路中，连接在数据输入端的开关使用拉升电阻以使得开关断开时输入高电平(1)且开关闭合时输入低电平(0)。使能输入端通过无振荡开关接收高或低电平，无振荡使能开关消去多重使能信号产生的可能性，多重使能信号容易产生错误的干扰，例如在显示中一遍又一遍的生成相同的字符。5 kΩ 电位器用于调整对比度。在此电路中将 R/W 线接地，这表示仅向显示模块写入数据。

接通电源时

当电源一接到显示器上时，显示模块复位到其初始设置。初始设置在 LCD 指令设置中用星号标出。如果试图在此时向显示器写入数据，将不会显示任何东西。为了显示字符，必须向模块发出打开显示器的命令。根据指令设置，显示器和指针开/关指令用于打开显示器，同时该指令也用于选择指针位置。例如，如果输入命令代码 0000 1111 到 D_7 ~ D_0，RS 保持为低电平使得模块将数据解释为命令，一个闪动下画线指针将出现在显示器的左上角。当然在命令起效之前，必须设置使能输入(E)为低电平使其可发送到模块上。

在供电后应执行的另一条重要指令是功能设置命令，当一个 2 线显示器被使用，命令通知模块打开第

二条线，并告诉模块何种传输数据将被使用(8 位或 4 位，后面将详细将述)，5×10 和 5×7 哪种像素格式被使用(5×10 用于一些 1 线显示器)。假定例子中使用的显示器为 2 线显示器，可以发送命令 0011 1000 告诉显示器打开两根线，使用 8 位传输和提供 5×7 像素字符格式，然后保持 RS 为低电平，设置为发送命令模式，同时提供命令数据到 $D_7 \sim D_0$，并在 E 端输入负脉冲。

指令	R/S	R/W	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
清除显示	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
显示和光标恢复初始状态	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X
字符输入模式	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S
显示和光标 On/Off	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B
显示和光标移位	0	0	0	0	0	1	D/C	R/L	X	X
功能设置	0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X
设置 CGRAM 地址	0	0	0	1	A	A	A	A	A	A
设置显示地址	0	0	1	A	A	A	A	A	A	A
查询"忙碌标志"	0	0	BF	X	X	X	X	X	X	X
写字符到显示器	1	0	D	D	D	D	D	D	D	D
读显示器字符	1	1	D	D	D	D	D	D	D	D

I/D = 增加 (I/D=1)* 或减少 (I/D=0) 写入到显示器的每一字节
S = 显示上移 (S=1)，显示下移 (S=0)*
D = 打开显示器 (D=1)，关闭显示器 (D=0)*
C = 显示光标 (C=1)，隐藏光标 (C=0)
B = 下画线光标 (B=0，C=1)，闪烁光标 (B=1，C=1)
D/C = 移动显示 (D/C=1)，移动光标 (D/C=0)
R/L = 移动方向：右移 (R/L=1)，左移 (R/L=0)
DL = 设置数据界面长度：8 位界面 (DL=1)*，4 位界面 (DL=0)
N = 显示线数目：2 线模式 (N=1)，1 线模式 (N=0)*
F = 字体式样：5×10 点阵 (F=1)，5×7 点阵 (F=0)*
BF = 查询忙碌标志：控制器空闲 (BF=0)，控制器忙碌 (BF=1)
A = CGRAM 或显示器地址位
D = 字符数据位
a = 写字符到显示器上光标当前位置
b = 读显示器上光标当前位置字符
X = 可任取
* = 初始设置

(a)

LSB＼MSB	0 0000	1 0001	2 0010	3 0011	4 0100	5 0101	6 0110	7 0111	8 1000	9 1001	A 1010	B 1011	C 1100	D 1101	E 1110	F 1111
0 0000	CG RAM (1)			0	@	P	`	p				ー	タ	ミ	α	p
1 0001	CG RAM (2)		!	1	A	Q	a	q			。	ア	チ	ム	ä	q
2 0010	CG RAM (3)		"	2	B	R	b	r			「	イ	ツ	メ	β	θ
3 0011	CG RAM (4)		#	3	C	S	c	s			」	ウ	テ	モ	ε	∞
4 0100	CG RAM (5)		$	4	D	T	d	t			、	エ	ト	ヤ	μ	Ω
5 0101	CG RAM (6)		%	5	E	U	e	u			・	オ	ナ	ユ	σ	ü
6 0110	CG RAM (7)		&	6	F	V	f	v			ヲ	カ	ニ	ヨ	ρ	Σ
7 0111	CG RAM (8)		'	7	G	W	g	w			ァ	キ	ヌ	ラ	g	π
8 1000	CG RAM (1)		(	8	H	X	h	x			ィ	ク	ネ	リ	√	x̄
9 1001	CG RAM (2)		)	9	I	Y	i	y			ゥ	ケ	ノ	ル	⁻¹	y
A 1010	CG RAM (3)		*	:	J	Z	j	z			ェ	コ	ハ	レ	j	千
B 1011	CG RAM (4)		+	;	K	[	k	{			ォ	サ	ヒ	ロ	ˣ	万
C 1100	CG RAM (5)		,	<	L	¥	l	|			ャ	シ	フ	ワ	¢	円
D 1101	CG RAM (6)		-	=	M	]	m	}			ュ	ス	ヘ	ン	£	÷
E 1110	CG RAM (7)		.	>	N	^	n	→			ョ	セ	ホ	゛	ñ	
F 1111	CG RAM (8)		/	?	O	_	o	←			ッ	ソ	マ	゜	ö	█

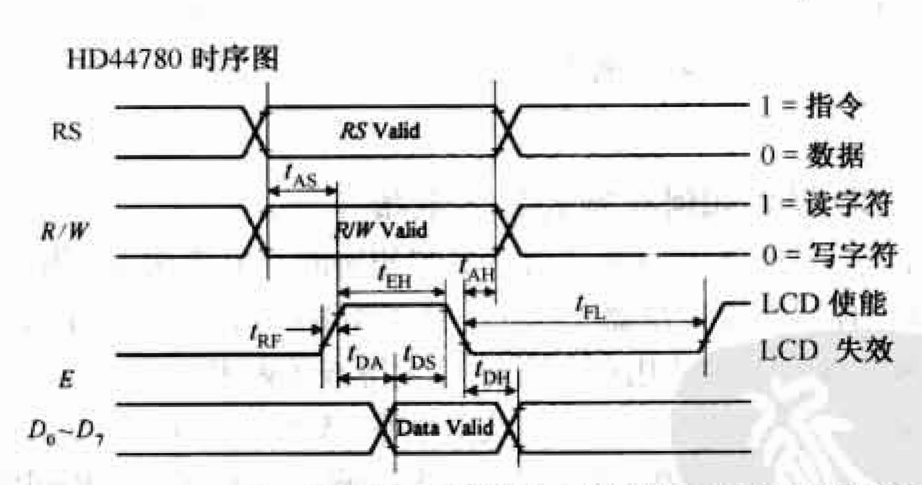
(b)

显示字符步骤

设置为写字符到显示器模式：$R/W=0$，RS = 1
输入数据（字符编码）到 $D_7 \sim D_0$
设置 $E=1$，然后设置 $E=0$

从显示器读数据设置

设置为读显示器字符模式：$R/W=0$，$RS=1$
设置 $E=1$，
从 $D_7 \sim D_0$ 读数据
设置 $E=0$



t_{AS}（地址设置时间）– 为使数据翻译准确，在使能信号之前必须保持最少 t_{AS}（约 140 ns）
t_{EH}（使能高电平时间）– 要正确工作，E 线保持为高电平至少 t_{EH}（约 450 ns）
t_{DS}（数据设置时间）– 在 E 线变为低电平之前，数据保持不变至少 t_{DS}（约 200 ns）
t_{AH}（地址保持时间）– 在 E 线变为低电平之后，控制线 RS 和 R/W 线必须保持不变 t_{AH}（约 10 ns）
t_{DH}（数据保持时间）– 在 E 线变为低电平之后，数据线 $D_0 \sim D_7$ 必须保持不变 t_{DH}（约 20 ns）
t_{EL}（使能低电平时间）– 在 E 线再次变为高电平之前，必须保持为低电平至少 t_{EL}（约 500 ns）
t_{RF}（上升和下降时间）– 上升和下降时间都为每次约 25 ns

(c)

图 12.172　(a)LCD 指令设置；(b)标准 LCD 字符表；(c)LCD 模块读写数据的步骤(HD44780 控制)

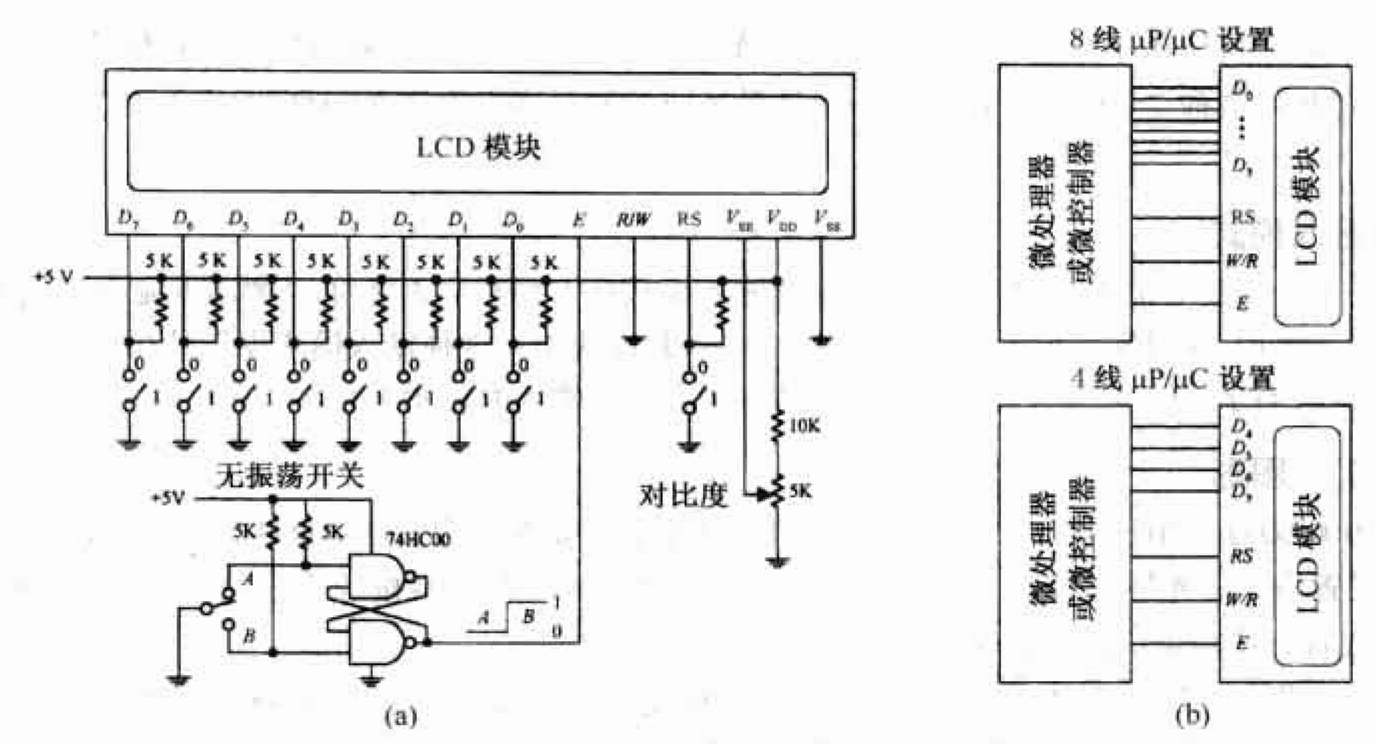


图 12.173 使用开关向 LCD 模块写数据的简单试验装置

地址

在供电后，模块的光标位于显示器第一线的最左边。这个显示位置用十六进制地址 00_H 表示。当输入新字符，光标自动向右移动到新地址 01_H，然后是 02_H，等等。虽然自动增加特性使得输入新数据时事情变得简单，但有时需要设置光标位置到新位置而不是第一个地址位。

要设置光标到另一个地址位，新的起始地址必须以命令方式输入。有 128 个不同的地址可以选择，虽然不是所有这些地址都有自己的显示位置。事实上，在 1 线模式中每根线上只有 80 个显示位置，在 2 线模式中每根线上只有 40 个显示位置。在制造时，不是所有的显示位置必须在屏幕上一次性可见。这点后面将详细讲述。让我们首先了解一个对处于 2 线模式的 LD 进行简单寻址的例子。

要将光标置于期望位置，使用设置地址命令。命令为二进制代码 10000000 +（十六进制地址的二进制值）。例如，发送命令告诉光标转移到 07_H 地址位置，应该输入（1000 0000 + 0000 0111）= 1000 0111 到 D_7 ~ D_0 输入端，保持 RS 为低电平，然后在 E 上输入负脉冲。光标现在被定位于左边第 8 个位置。

大多数显示器由两线字符组成，第一线开始于地址 00_H 而第二线开始于地址 40_H，图 12.174 所示为不同 LCD 模块地址和显示位置之间的关系。此外，4 线模块实际上是具有两个线口的双线类型模块。

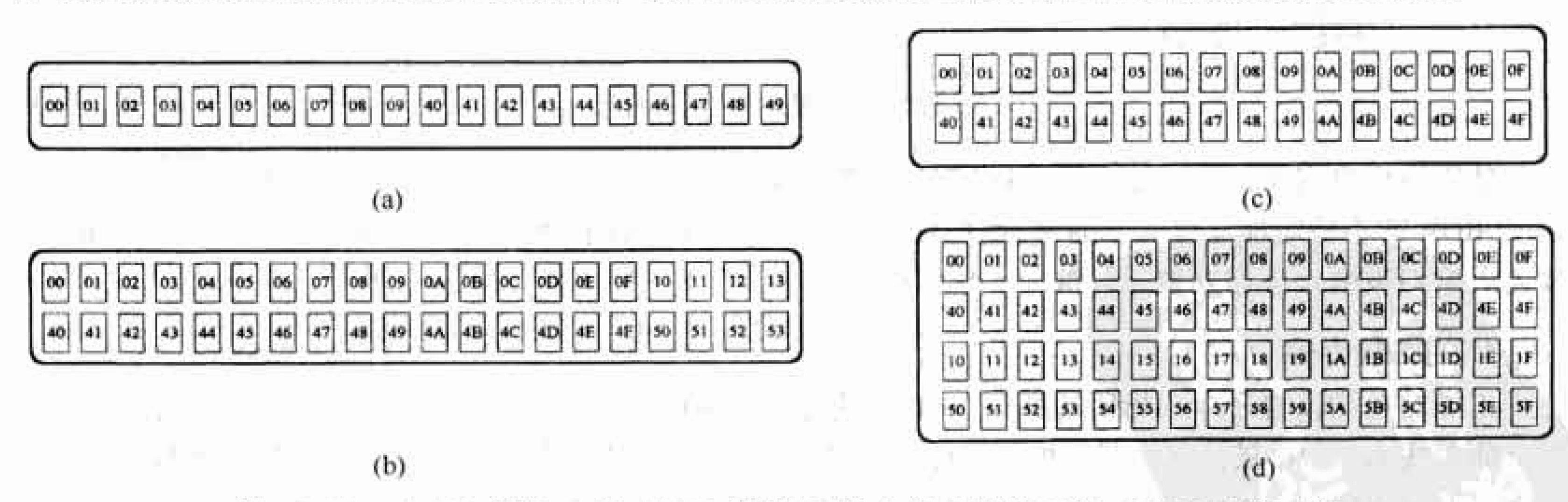


图 12.174 (a)20 字符，1 线；(b)20 字符，2 线；(c)16 字符，2 线；(d)16 字符，4 线

显示移动

如前面所讲的，不考虑尺寸，LCD 显示模块有 80 个位置可以被写入。对于较小的显示器，不是所有 80 个模块可以一次性显示在平面上。例如，如果我们输入字母表中所有字符到 20 字符显示器的第一行，只有字母 A 到 T 可以显示在屏幕上，字母 U 到 Z，与光标一起，被“推”到屏幕的右方，被隐藏起来。要将这些隐藏字符引入到视野中，可以使用光标/显示移位命令将所有的显示位置左移。左移命令为 0001 1000。这个命令每运行一次，光标向左移动一位。在我们的示例中，将 U 到 Z 以及光标移入到视野中需要 7 次命

令。显示右移,应使用命令 0001 1100。若需要将光标返回地址 00_H,且将显示地址 00_H 移动到屏幕的最左边,可使用光标返回命令(0000 0010)。另一个选择是使用显示清除命令 0000 0001,但是这个命令也清除所有的显示。

字符输入模式

如果不想从左到右输入字符,可以使用字符输入模式从右到左输入字符,当然光标必须首先移动到屏幕的最右边。然后,字符输入模式命令 0000 0111 输入到模块中。这种输入模式设置使得显示增加自动向左移动。现在,当字符输入,它们出现在右侧,同时每个字符输入时显示左移。

用户定义图形

命令 0100 0000 到 0111 1111 用于编制用户自定义图形。要在屏幕上显示这些图形,先清除显示且模块输入地址设置命令将光标置于地址 00_H,然后 8 个用户字符地址的内容按顺序输入二进制数 0000 0000 到 0000 0111 查看。这些字符最初显现为垃圾。

要开始定义用户自定义图形,设置 CGRAM 命令应发送到模块中。在 0100 0000(40H)到 0111 1111(7F)之间的值将设置为不同的工作状态,现在可以输入数据用于构建用户自定义图形,例如要生成一个灯泡,执行下面的数据输入:0000 1110,0001 0001,0001 0001,0001 0001,0000 1110,0000 1010,0000 1110,0000 0100。注意由于每排只有 5 个像素,故前 3 位永远为 0。

按顺序输入 8 字节则可生成其他的用户自定义图形。图 12.175 显示 CGRAM 的地址如何对应于用户自定义图形的独立像素。最多可编制 8 个用户自定义图形,然后它们变为字符设置的一部分,且通过使用代码 0000 0000 到 0000 1111 或 0000 1000 到 0000 1111 显示,两种方法得到同样的结果。

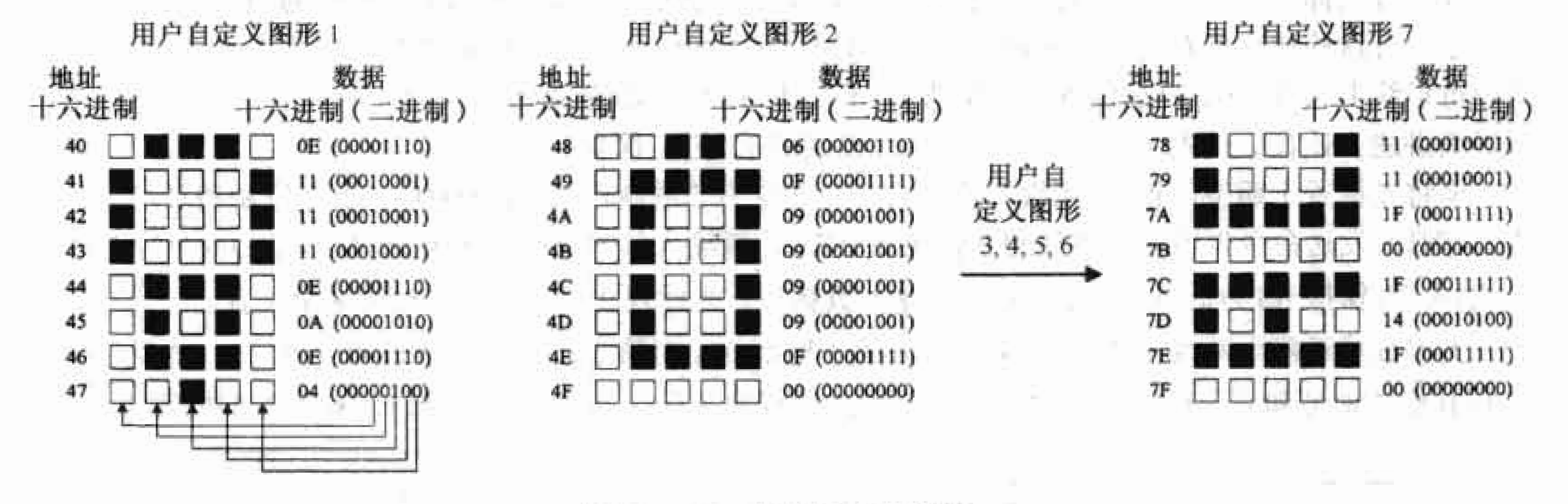


图 12.175 用户自定义图形

使用用户自定义图形时要注意的问题是,当模块上的电源去掉时,它们(图形)将可能丢失——这是由于 CGROM 的不稳定性导致的。通常,用户自定义图形实际上存储在外部的 EPROM 或 EEPROM 上,在电源接通后它们被微处理器复制并且被读入显示模块中。

4 位数据传输

正如在功能设置命令中指明的那样,LCD 模块可以有 8 位和 4 位两种数据传输方式。在 4 位模式中,只有数据线 $D_4 \sim D_7$ 被使用。另 4 根线,$D_0 \sim D_3$,处于不定状态或与电源相连。向显示器发送数据要求两个 4 位半字节代替一个 8 位字节。

当电源初接时,模块设置为 8 位传输模式。要设置 4 位传输模式,须将功能设置命令 0010 0000 发送到显示器中。注意由于仅有 4 根数据线被使用,8 位数据都不能被发送。但是,由于 8 位/4 位选择在数据线 D_4 上,这将不是问题。此时,8 位字符和命令须以 2 个半字节方式发送,先左边 4 位,接下来剩下的 4 位。例如,向显示器写入字符数据 0100 1110,要求设置 RS 为高电平,输入 0100 到数据线,在 E 端输入负脉冲,然后输入 1110 到数据线,再在 E 输入负脉冲。

在 LCD 模块与 I/O 受限的微控制器相连接口中,4 位传输方式被频繁使用(参见图 12.173)。

12.12 存储器件

存储器件提供临时或永久性存储数据以备其再次被调用。在一个存储器件中,存储介质可能是半导体IC(主存储器)、磁带、磁盘或光盘(次存储器)。在大多数情况下,由于次存储器可存储数据的表面积更大,所以存储容量一般大于主存储器。但是,由于硬盘或磁带上的存储位置必须被置于可以被读/写装置读或写的点上,所以次存储器将花费更多的时间处理(读或写)数据。在主存储器中,存储位置排列在大点阵的小区域内,通过应用合适的地址信号来选择点阵内的每排上的存储位置,所以可以快速处理(ns级)数据。

图12.176所示为主存储器和次存储器的概括示意图。在本节中只讨论主存储器,因为它比次存储器使用更频繁。次存储器一般用于存储大量计算机数据、音频数据和录像数据。

今天用于构建主存储器的技术几乎都基于MOSFET三极管。双极型三极管也使用在存储IC中,但是由于这些器件可存储的数据数目明显少于使用MOSFET三极管技术构建的存储器IC可存储的数据数目,因此较少使用。有一段时间,双极性存储器速度明显高于MOSFET存储器,但是今天速度差距几乎已经消失。

主存储器系列由两个亚系列组成:只读存储器(ROM)和读/写存储器(RWM)——更多的被称为随机存取存储器(RAM)。在每个亚系列下存在更多的亚系列,如图12.176所示。让我们从讨论ROM器件开始。

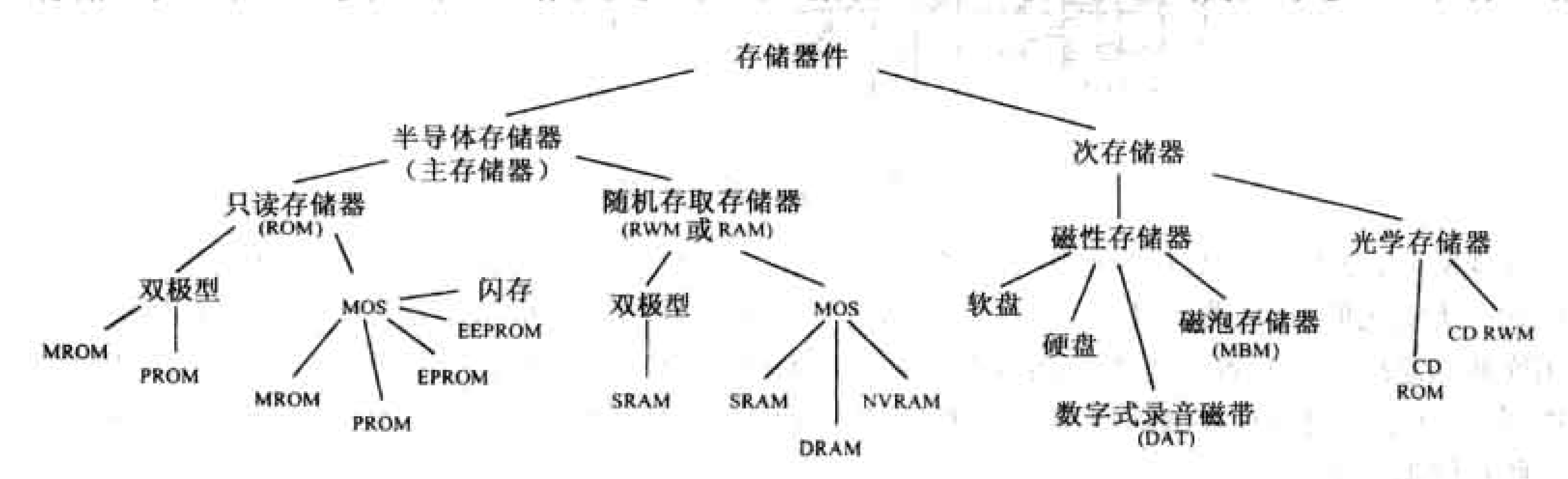


图12.176 主存储器和次存储的概括示意图

12.12.1 只读存储器(ROM)

只读存储器,或称ROM,用于存储永久性数据。与随机存取存储器(RAM)一样,这些器件可以随机处理,但与RAM不同的是,当电源从IC上去掉时它们不丢失数据。ROM使用在几乎所有的计算机中,用于存储在计算机首次启动时被激活的初始化指令(堆栈分配、端口和中断初始化、从硬盘存储中找回操作系统指令,等等)。

ROM也使用在微控制器应用(简单功能器件:器具、玩具等)中——整个单机程序存储在ROM中。微控制器的CPU(中央处理单元)读取这些程序指令并且在运行ROM中程序指令时使用可变RAM做临时数据存储。在一些场合,也可以发现具有分离的数字硬件ROM用于存储对照表或专用的码转换程序。例如,模拟至数字转换器中的数字数据可以用于标定存储字(假定它们代表温度计的摄氏或华氏读数的二进制等值)的地址。它们也可以用于取代复杂的逻辑电路,代替使用了大量逻辑门的器件,可以将ROM编程以实现在数据输入时生成期望的输出响应。最后要强调的是,微控制器似乎可以代替任何东西。

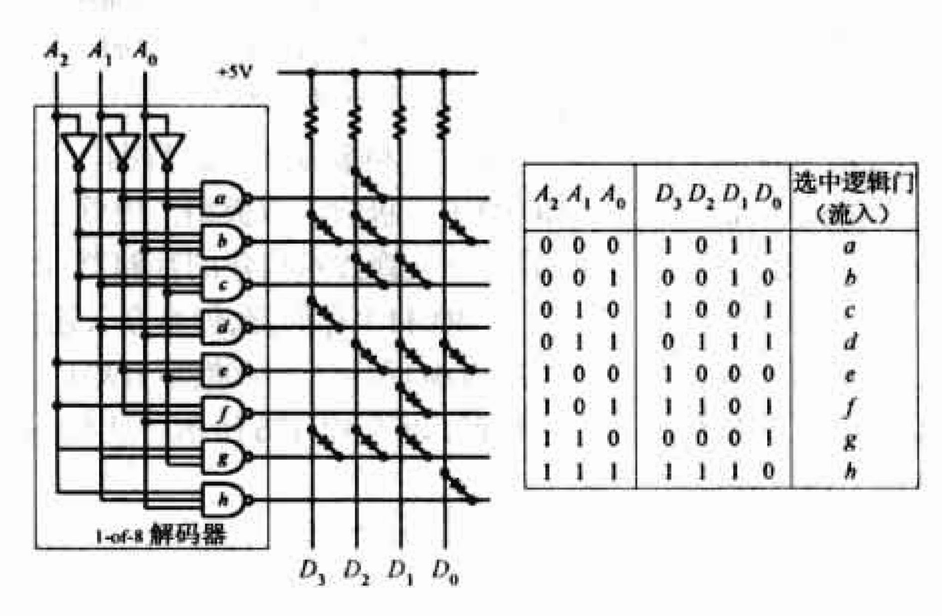
ROM一般用于只读操作且在初始编程后不可以被写入。但是,有一些类似于ROM的器件,例如EPROM,EEPROM和闪存,它们可以擦去存储数据且可向存储器重新写入数据。在学习这些可擦除类的ROM器件和不可擦除ROM器件之前,首先了解一些存储器基础知识。

12.12.2 使用二极管制造简单ROM

要了解只读存储器是如何工作的,让我们来看一下图12.177所示的简单电路。

这是一个使用地址解码IC存取储存在二极管阵列中的8个4位字的简单ROM器件。被读数据通过$D_3 \sim D_0$线输出。二极管阵列被划分为行和列。行和列的交叉点代表一位存储位置。当所给行与列通过

二极管连接在一起时，且当相应的列被地址解码器通过 $A_2 \sim A_0$ 输入端选中时，相应的数据输出线变为低电平(当特定行被选中时，与非门流入电流，所以电源产生的电流通过二极管且流入到与非逻辑门的输出端。这使得相应的数据线变为低电平)。若所选行列之间无二极管，当相应的行被地址解码器选中时，相应的数据线变为高电平(1)(在此种情况下没有路径接地)。在此特定例子中，我们称其为 8 × 4 ROM(8 个不同的 4 位字)。通过增加阵列的宽度(增加更多的列)，可以增加字的位数。通过增加阵列的高度(增加更多的行——更多的地址)，可存储更多的字。换句话说，我们可以生成 $m \times n$ ROM。



A_2 A_1 A_0	D_3 D_2 D_1 D_0	选中逻辑门(流入)
0 0 0	1 0 1 1	*a*
0 0 1	0 0 1 0	*b*
0 1 0	1 0 0 1	*c*
0 1 1	0 1 1 1	*d*
1 0 0	1 0 0 0	*e*
1 0 1	1 1 0 1	*f*
1 1 0	0 0 0 1	*g*
1 1 1	1 1 1 0	*h*

图 12.177　基本二极管的 ROM

在现实中，今天的 ROM 极少使用二极管存储单元。取而代之的是，它们一般使用单晶硅类三极管存储单元。更实用的 ROM 器件具有三态输出缓冲器——可被使能控制信号控制。三态缓冲器使得存储器与相连数据总线处于有效分离状态(在简单二极管存储器电路中，数据始终出现在输出线上)。所有存储器件，包括地址解码器和存储阵列，基本结构大体上相同，也有其他的特性，我们将在后面讨论。下面先了解一些存储器术语。

12.12.3　用于描述存储器大小和结构的术语

一个由 $n \times m$ 点阵构成的 ROM 可存储 n 个不同的 m 位数，或者说可存储 $n \times m$ 位信息。存取 n 个不同的数需要 $2n$ 根地址线。例如，图 12.177 所示简单电路要求使用 lb 8 = 3 根地址线($2^3 = 8$ 的表达式看起来更习惯)(注意在多路存储器和串行输入存储器中，地址输入端的数目减少或地址信息通过串行方式输入是与数据和其他协议信息相关的，这些将在后面详细讲述)。

在实际存储器中，地址输入端的数目一般为 8 或者更高(并行输入器件的最小值)。普通存储器的大小如表 12.4 所示。注意在表中，1 K 用于代表 1024 位，而不是 1000 位。通过数字转换，我们得到 $2^1 = 2$，$2^2 = 4$，$2^3 = 8$，…，$2^8 = 256$，$2^9 = 512$，$2^{10} = 1024$(或 1 K)，$2^{11} = 2048$(或 2 K)，…，$2^{18} = 262,144$(256 K)，$2^{19} = 524\ 288$(512 K)，$2^{20} = 1\ 048\ 576$(或 1 M)，$2^{21} = 2\ 097\ 152$(2 M)，…，$2^{30} = 1\ 073\ 741\ 824$(1G)，等等。如果你对这些转换感到混淆，是因为它不是看起来那么准确。假如一个数据表为 64 K，你将算出实际的结构是，2048 × 32(2 K × 32)，或 4096 × 16(4 K × 16)，或 8192 × 8(8 K × 8)，或 16 384 × 4(16 K × 4)，等等。

表 12.4　常用存储器容量

地址线数目	存储器容量	地址线数目	存储器容量	地址线数目	存储器容量
8	256	14	16 384(16 K)	20	1 048 576(1 M)
9	512	15	32 768(32 K)	21	2 097 152(2 M)
10	1024(1 K)	16	65 536(64 K)	22	4 194,304(4 M)
11	2048(2 K)	17	131 072(128 K)	23	8 388 608(8 M)
12	4096(4 K)	18	262 144(256 K)	24	16 777 216(16 M)
13	8192(8 K)	19	524 288(540 K)	25	33 554 432(32 M)

现在注意术语例如 kB,MB 和 GB。这些术语不代表 1024(1 K),1 048 576(1 M),1 073 741 824(1G)位数据。这里 B 代表 1 个字节,或 8 位。这意味着储存 1 kB 的存储器实际上存储 1 K×8(8 K)位数据。同样,储存 1 MB 和 1 GB 的存储器实际上分别存储 1 M×8(8 M)和 1G×8(8 G)位数据。

12.12.4　简单的可编程 ROM

图 12.178 所示为实际的 ROM 型存储器,不同于二极管 ROM,每一个存储单元包含一个三极管和一个可熔连接。起初,ROM 具有所有的可编程连接。对于每一个可编程连接,每一个三极管导通,使得高电平(逻辑 1)存储在整个阵列中。当可编程连接断开,相应的三极管关断,存储单元存储低电平(逻辑 0)。注意该 ROM 包含了三态输出缓冲器,使得在低电平输入到芯片使能输入端($\overline{CE}$)之前输出处于不定状态。这个特性使得 ROM 可以和数据总线相连接。

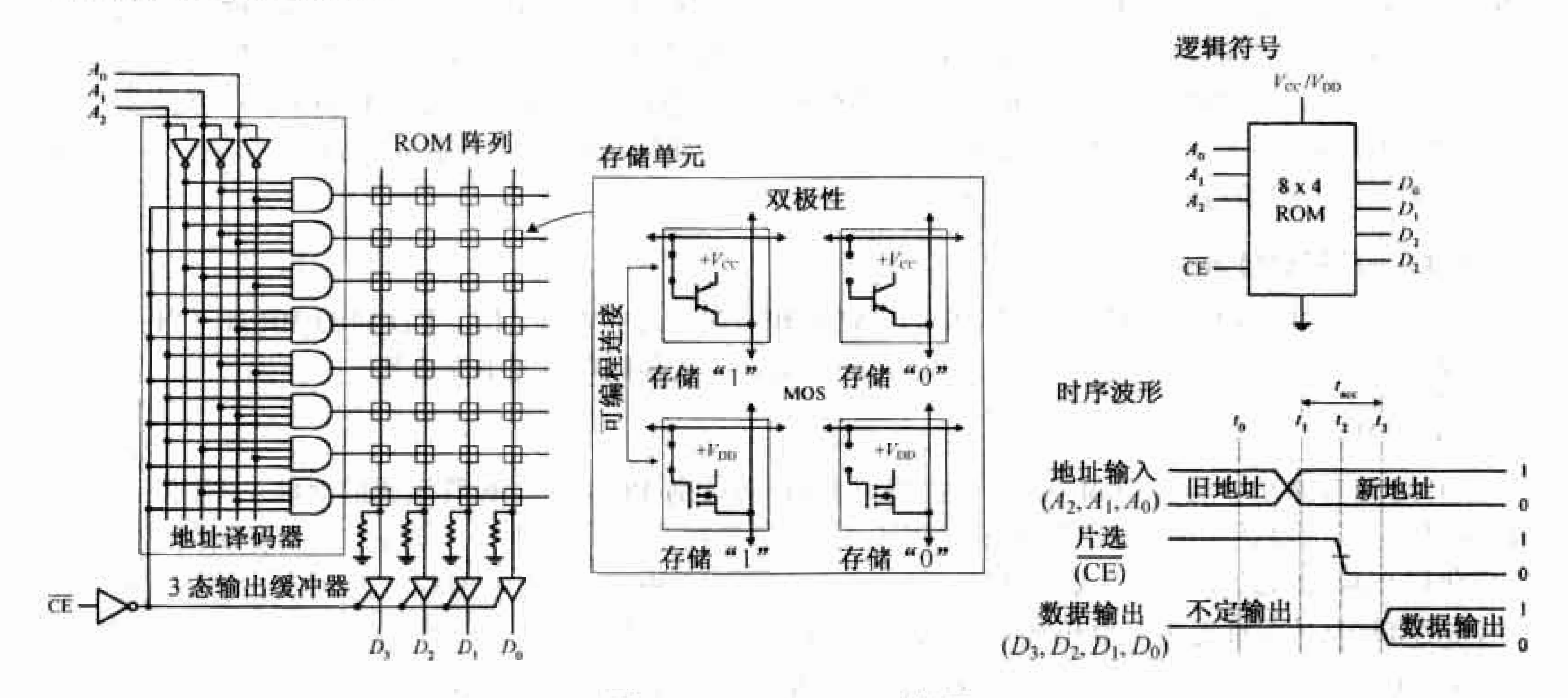


图 12.178　8×4 ROM 简图

图 12.178 所示为基本的 ROM 示意性电路和用于激活读操作的适当的寻址与芯片使能波形。要读取存储在所给地址位的数据,芯片使能输入端应置为高电平使得芯片处于无效状态(去掉数据输出端的旧数据)——时间 t_0。在时间 t_2,新的地址置于 3 位地址总线(A_2, A_1, A_0)上。在时间 t_2,芯片使能输入端置为低电平,允许存储在存储器相应地址的数据经由 D_3, D_2, D_1, D_0 输出。实际上,由于在初始芯片使能信号和到达输出缓冲器使能端的信号之间存在传输延时,存储数据不是立即输出而是延迟一个非常短的时间(t_2 到 t_3)。在存储器术语中,从 t_1 到 t_4 的时间被称为存取时间,大约在 10 ns 和数百纳秒之间,取决于使用的技术。

现在,有两个重要的问题需要回答。首先,如何"破坏"一个可编程连接?换句话说,如何对 ROM 编程?第二,可否将"已"破坏的编程连接恢复到"未破坏"状态?换句话说,可否对 ROM 重复编程?这导致了下面将讨论的问题。

12.12.5　各种类型的 ROM 器件

有两种基本类型的 ROM:仅能编程一次的和可编程无数次的。一次性编程存储器件包括只读磁存储器(MROM)和可编程 ROM(PROM)。可重复编程 ROM 包括可擦除可编程 ROM(EPROM)和电可擦除可编程 ROM(EEPROM)和闪存。

只读磁存储器(MROM)

只读磁存储器或 MROM 是定制存储器,由制造商在储存阵列增加或去掉二极管或三极管进行永久编程。为生成期望的存储器结构,你必须向生产商提供真值表以说明期望的数据结构。然后制造商使用真

值表生成掩模——用于在制造进程中在存储阵列中生成互连。可以想象,制造定制 MROM 不便宜[实际上相当昂贵(超过 1000 美元)]。只有在你打算大量制造要求相同数据指令(例如程序指令)的器件时(存储器在将来不需要升级),才会使用 MROM。比如需要上千个元件时,在这种情况下每个 IC 的花费(在初始掩模制造以后)相对便宜。MROM 通常可以在计算机中找到,在这里它们用于存储操作系统指令和用于将解码板指令转换为驱动阴极射线管或监视器的数据指令的数据。

可编程 ROM(PROM)

PROM 是可熔连接可编程 ROM。与 MROM 不同,数据不是蚀刻的。代替的是,制造商给你一个阵列已经清理(全为 1)的存储器 IC。位的数目和阵列的结构($n \times m$)根据所选 ROM 变化。对存储器进行编程,每一个可熔连接必须通过高电压脉冲(例如 21 V)。对独立熔丝的实际处理要求一个 PROM 编程单元。PROM 编程器一般包含一个硬件单元(实际上 PROM IC 与其连接)与连接到计算机上的编程线(例如,经由串行或并行端口)。通过使用制造商提供的软件,在计算机程序中进入期望的存储结构然后按下按键,使得软件程序指示外部编程单元熔断 IC 中的恰当连接。一旦掌握了如何使用软件,PROM 相对容易编程,但是与 MROM 一样,一旦器件被编程,存储器将不能被更改。换句话说,一旦出错,必须换一块新芯片。这种器件几年以前比较流行,但现在已经落伍了。

EPROM,EEPROM 和闪存

今天最流行的 ROM 型器件是 EPROM,EEPROM 和闪存。这些器件,不同于前面的 MROM 和 PROM,可以被擦除和重新编程——当制造原型或设计在将来需要改变存储内容时非常有用。

EPROM

EPROM(可擦除可编程 ROM)是一个存储阵列由许多特别 MOSFET 三极管组成的器件。不同于传统的 MOSFET 三极管,EPROM 的三极管在控制逻辑门之下埋藏着一个浮栅门——与两个控制逻辑门绝缘且通过氧化层与漏极和源极之间的沟道相连(参见图 12.179)。在擦除状态(未编程状态),浮栅门不加电荷且对控制逻辑门(被寻址时为高电压或逻辑 1 被传输到数据线)的普通操作没有影响。要对独立的三极管编程,高电压脉冲(约为 12 V)应加到控制逻辑门和漏极之间。这个脉冲使得自由电子通过绝缘层进入到浮栅逻辑门中(这被称为热电效应)。在高电压脉冲消失后,在普通操作条件下负电荷将仍然停留在浮栅逻辑门。通过这些负电荷,控制逻辑门的普通操作被抑制。当控制逻辑门被寻址时,浮动逻辑门上的负电荷阻止高电平传输到数据线上——被寻址数据显示为低电平或逻辑 0。

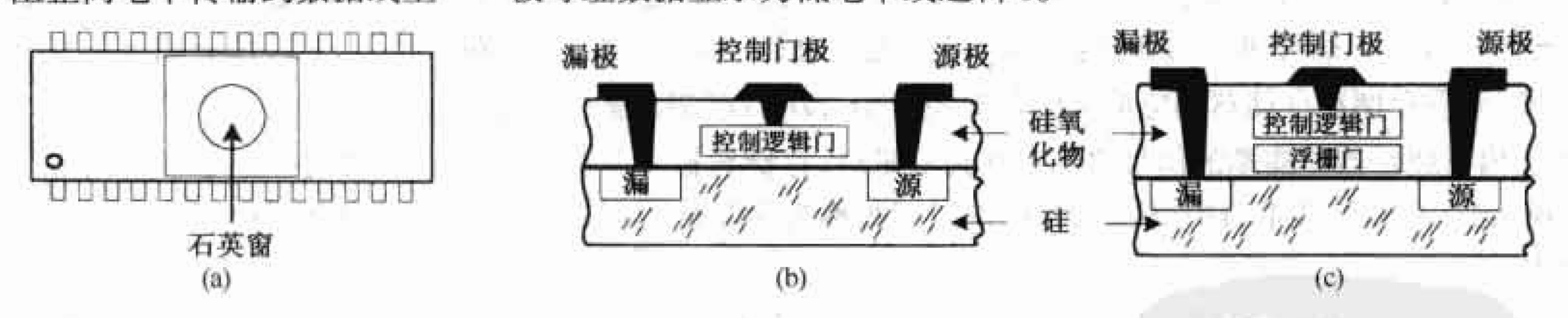


图 12.179 (a)EPROM IC 封装;(b)传统 MOSFET 三极管;(c)EPROM 三极管

为了对 EPROM 重新编程,编程后必须将器件从电路中拿掉然后用遮光物覆盖其石英窗口。在此之后,通过使用紫外线(UV)照耀内部三极管阵列的视窗消除所有存储在浮动逻辑门中的电荷。紫外线释放存储在浮动逻辑门中的电荷——通过对其提供能量迫使其通过绝缘层。擦除整个存储阵列大约需要 20 分钟的紫外线光照。EPROM 可被重复编程的次数一般被限制为几百次。此后,芯片退化。

EPROM 通常在基于微控制器的器件中作为易失性的存储器——器件可能需要重新编程。它们通常使用在原型机中然后在大量制造时被 MROM 代替。EPROM 也被集成在微控制器芯片中,那里它们唯一的作用是存储微控制器的主程序(更多详情在 12.13 节中讨论)。

EEPROM

EEPROM(电可擦除可编程 ROM)在技术上与 EPROM 有点相似。但是它不需要外部编程电路和紫外线

擦除。代替的是，EEPROM 可在控制电脉冲作用下选择性地擦除存储单元。在结构上，一个 EEPROM 存储单元由两个三极管组成。一个三极管类似于 EPROM 三极管且用于存储数据，而另一个用于从第一个三极管的浮栅门中清除电荷。通过恰当的电压加到第二个三极管，可以选择性地擦除独立存储单元，而不是像 EPROM 那样必须擦除整个存储阵列。EEPROM 相对于 EPROM 的主要缺点是体积——因为有两个三极管。但是今天，随着新制造方法，体积已不成为问题。

在应用中，EEPROM 器件是在电源关断时存储配置和标准设置的理想选择。例如，EEPROM 可在电视机转换器中找到，在那里它们用于在电视机关掉时存储频道、音频放大器的音量设置等。EEPROM 也使用在微控制器中用于存储主程序。

闪存

闪存通常被认为是 ROM 技术的下一代，其具有 EPROM 和 EEPROM 的最好特性。这些器件兼具内部编程电路（如 EEPROM）和高存储密度（如 EPROM）两种优点。一些闪存的变种是电可擦除的——类似于 EEPROM，但是必须在广泛使用器件的基础上擦除和重新编程——类似于 EPROM。一些器件具有双二极管且可在字接字基础上被擦除和重新编程。闪存器件的写入速度和可擦写次数均高于 EEPROM。

使用闪存器件作为大容量存储器件变得流行起来。闪存可以在数字照相机中找到，那里一个大容量闪存卡直接插在照相机内且可以存储数以百计的高分辨率图像。它们也使用在数字音乐播放器、网络电话、掌上电脑等中。

Microchip 公司生产的 EPROM 和 EEPROM 举例

27LV64 低电压 CMOS EPROM(Microchip)

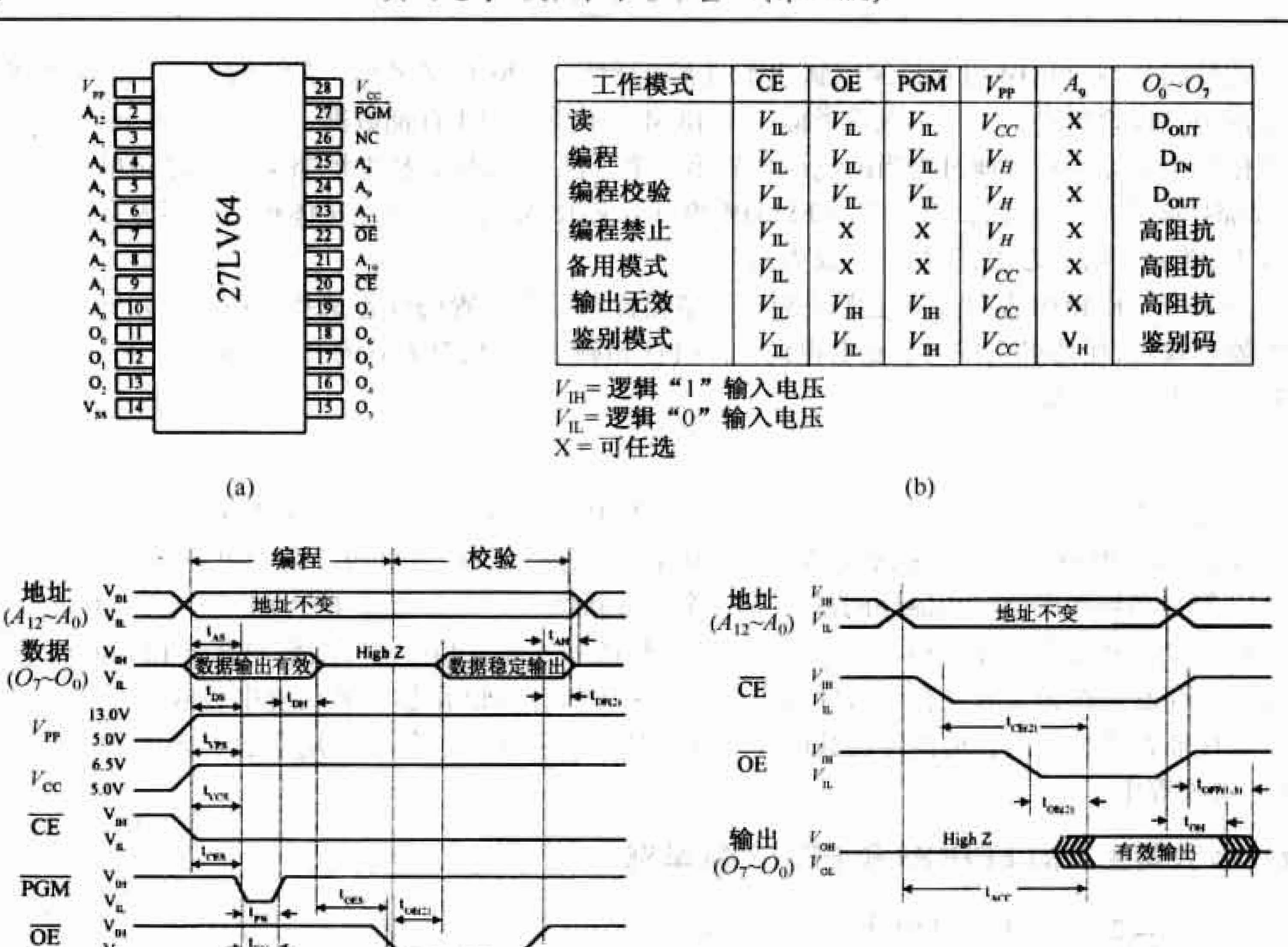
Microchip 的 27LV64 是一个 8×8(8 KB)低电压(3 V)CMOS EPROM，设计用于电源供电应用(参见图 12.180)。这个器件在 3 V 时以超过 200 ns 的存取速度在存储器中存取独立字节。存取所有 8192 个(8 KB)8 位字要求 13 根地址线($A_0 \sim A_{12}$)。被读数据经由数据输出端 $O_0 \sim O_7$ 输出。数据也经由这些线写入到存储器中。其他重要的控制线包括芯片使能线($\overline{CE}$)、输出使能线($\overline{OE}$)和编程使能线($\overline{PGM}$)。V_{PP}用于编程电压，V_{CC}为正电压供电端(+3 V 或 +5 V)，V_{SS}为接地端，NC 代表没有内部连接，NU 代表未使用(无外部连接被允许)。

图 12.180 中所示表格指示 27LV64 可处于的各种状态，也显示了写(程序)和读数据所需的时间波形。在数据被存储之前，器件必须置于编程模式：V_{CC}必须接入合适的电压，V_{PP}必须设置为恰当的 V_H 电平(高)，$\overline{CE}$引脚设为低电平，$\overline{OE}$设为高电平，$\overline{PGM}$设为低电平。在擦除状态开始，EPROM 的阵列存储单元设为高电平(1)。对器件编程需要将一些 1 改为 0，要将其实现，将要被编程的地址位应输入到 $A_0 \sim A_{12}$，同时将被编程的数据输入到 $O_0 \sim O_7$。当地址和数据稳定时，通过设置$\overline{OE}$为高电平，$\overline{CE}$为低电平，然后输入负脉冲到$\overline{PGM}$对存储位置编程。

在存储器被编程之后，必须对其检验以检查是否有错误产生。为实现这一目的，检验模式被使用。为使这一模式起效，V_{CC}必须设置在合适的电平，V_{PP}必须在合适的 V_H 电平，$\overline{CE}$和$\overline{OE}$必须为低电平，$\overline{PGM}$为高电平。

从存储器中读取数据，必须将存储器置于读模式——通过设置$\overline{CE}$为低电平使芯片起效和设置$\overline{OE}$为低电平使得数据可从输出引脚输出。为使读操作精确，在至少 200 ns(最大值)的一个地址存取时间 t_{ACC} 内地址线必须处于稳定状态。在时间波形中有许多其他时间参数被使用。可以浏览 Microchip 的规格书了解其他芯片的作用。

其他可处于的模式包括抑制模式、鉴别模式、备用模式和输出无效模式，如图 12.180 中真值表所示。抑制模式用于使用不同数据以并行方式对多个器件进行编程。鉴别模式用于鉴别 EPROM 的制造商和器件类型：当 A_0 为低电平，生成鉴别制造商的 8 位二进制码；当 A_0 为高电平，另外的二进制码用于鉴别器件类型。备用模式使得器件处于休眠状态，在备用模式期间，存储器的供电电流从 20 mA 降到 100 μA。输出无效模式使得 EPROM 的输出端处于高阻值状态。这个特性在基于微处理器的多器件共用总线系统中消除总线连接。



工作模式	$\overline{CE}$	$\overline{OE}$	$\overline{PGM}$	V_{PP}	A_9	$O_0 \sim O_7$
读	V_{IL}	V_{IL}	V_{IL}	V_{CC}	X	D_{OUT}
编程	V_{IL}	V_{IL}	V_{IL}	V_H	X	D_{IN}
编程校验	V_{IL}	V_{IL}	V_{IL}	V_H	X	D_{OUT}
编程禁止	V_{IL}	X	X	V_H	X	高阻抗
备用模式	V_{IL}	X	X	V_{CC}	X	高阻抗
输出无效	V_{IL}	V_{IH}	V_{IH}	V_{CC}	X	高阻抗
鉴别模式	V_{IL}	V_{IL}	V_{IH}	V_{CC}	V_H	鉴别码

V_{IH}= 逻辑“1”输入电压
V_{IL}= 逻辑“0”输入电压
X = 可任选

图 12.180　27LV64(Microchip)64K(8K×8):(a)DIP/SOIC 封装;(b)工作模式;(c)编程波形;(d)读数据波形

要擦除存储器(设置所有单元为 1),EPROM 的石英窗口应暴露在紫外线下,为确保完全擦除,制造商明确要求暴露器件在 15 W·s/cm² 的紫外线下,直接处于波长 2573×10^{-10} m 的紫外线灯下一英寸① 内,灯的亮度为 12 000 μW/cm²,时间 20 min。

28LV64A 64 KB(8×8)低电压 CMOS EEPROM(Microchip)

64 KB EEPROM 由 8 位字划分为 8 KB。这些器件有 4 种基本操作模式:读、备用、写抑制和写字节,如图 12.181真值表所示。

下面是 27LV64A EEPROM 的不同模式:

读模式:为在 EEPROM 的输出端(I/O 引脚)获得数据,有两个控制功能必须在逻辑上满足。芯片使能输入端($\overline{CE}$)为供电控制且用于选择芯片,输出使能端($\overline{OE}$)为输出控制且用于允许数据输出到所选器件的独立输出引脚上。假定地址线上的数据保持不变,地址存取时间(t_{ACC})等于$\overline{CE}$到输出的延时($\overline{t_{CE}}$),假定$\overline{OE}$为低电平且地址在至少 $t_{ACC}-t_{OE}$的时间内保持不变,则在$\overline{CE}$的下降沿出现 t_{OE}时间之后数据在输出端可用。参见图 12.181 所示读时间波形。

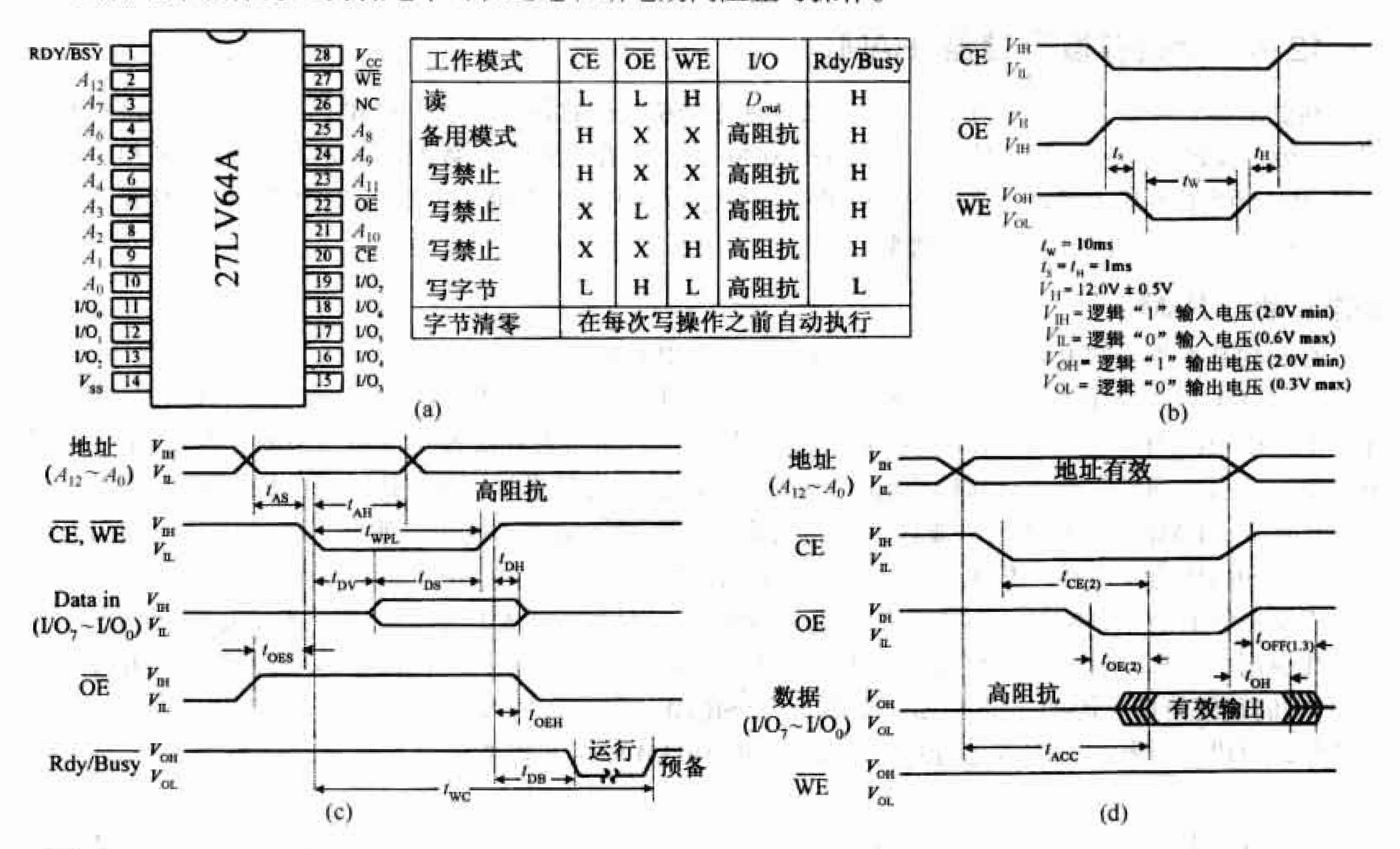
写模式:写操作通过输入低电平到$\overline{WE}$引脚开始。在$\overline{WE}$信号的下降沿,地址信息被锁存。在$\overline{WE}$信号的上升沿,数据和控制信号($\overline{CE}$和$\overline{OE}$)被锁定。READ/$\overline{BUSY}$变为低电平,表明器件处于写操作中,计算机主机利用此信号说明总线处于空闲状态,可用于其他操作。当 READ/$\overline{BUSY}$变回高电平,器件完成写操作且准备好进入另一个循环。参见图 12.181 所示编程波形。

备用模式:可通过在$\overline{CE}$输入端接入高电平使得 EEPROM 处于备用模式。在备用模式中,输出端处于高阻值状态,与$\overline{OE}$输入端无关。

① 1 英寸 = 2.54 cm——编者注。

芯片清理： 将$\overline{OE}$输入端升为 12 V 且使得$\overline{WE}$和$\overline{CE}$引脚为低电平可将芯片的所有数据清理为 1。

写抑制模式： 此模式用于确保数据完整性，特别是在临界通电和断电三极管中的数据。保持$\overline{WE}$或$\overline{CE}$为高电平或保持$\overline{OE}$为低电平可在通电和断电期间阻止写操作。



工作模式	$\overline{CE}$	$\overline{OE}$	$\overline{WE}$	I/O	Rdy/Busy
读	L	L	H	D_{out}	H
备用模式	H	X	X	高阻抗	H
写禁止	H	X	X	高阻抗	H
写禁止	X	L	X	高阻抗	H
写禁止	X	X	H	高阻抗	H
写字节	L	H	L	高阻抗	L
字节清零	在每次写操作之前自动执行				

图 12.181 27LV64A(Microchip)64K(8K × 8)：(a)DIP/SOIC 封装；(b)工作模式；(c)编程波形；(d)读数据波形

串行存取存储器

到现在为止，我们只介绍了并行存取的存储器。这些器件直接通过地址和数据总线操作，使得处理器易于对其存取。这些器件从原理上看易于使用，但是由于在基于处理器的系统中其所有地址线与地址总线相连，当处理器以极高性能运行时会偶尔出现数据被不小心破坏的情况(例如进行一个异常的写操作)。

另一种使用串行存取格式的存储器可将存储器对处理器"隐藏起来"，并且减少总引脚数目。使用一个串行连接方式在存储器和处理器之间移动数据。串行连接使用一个严格的协议在数据传输中，在实际上消除了处理器偶然破坏数据的可能性。

图 12.182 所示为 Microchip 生产的一些串行存取的 EPROM 和 EEPROM。在 EEPROM 器件中 SDA 引脚用做向存储器 IC 传输数据和地址信息且将数据传出到处理器的双向数据端。SCL 引脚为串行时钟信号输入端，用于使器件的数据传输同步。24xx64 和 24LC01B/02B EEPROM 专用器件地址输入端 A_0，A_1 和 A_2——用于多器件操作。WP 用于标准存储器操作(读/写整个存储器)或抑制写操作。

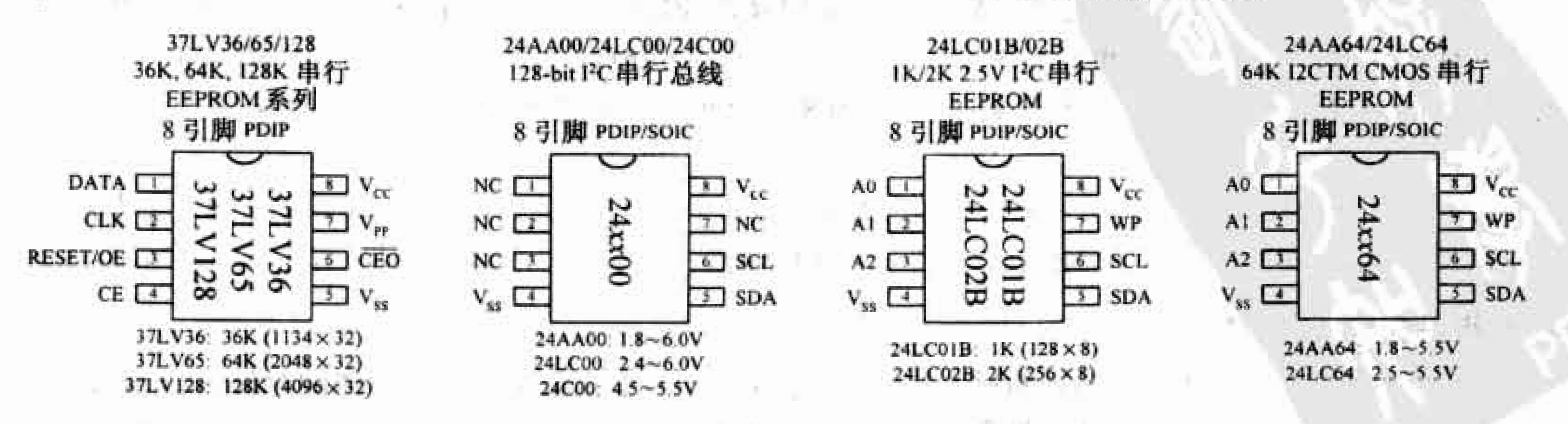


图 12.182 Microchip 制造的一些串行 EPROM 和 EEPROM

进入的串行数据由一串信息组成,首先是起始位,再是地址位、数据位和其他专用控制信息。由于串行协议和 IC 到 IC 之间的协议变化,串行存储器的控制有点复杂。如果你希望了解更多串行存储器的信息,可以浏览各个制造商的网站来获取更详细的信息。

12.12.6 随机存取存储器(RAM)

在要求频繁和快速读写循环的应用中,通常使用随机存取存储器,或称 RAM[因为可擦除可编程 ROM 器件,例如 EEPROM,其持久性受限(大约 100 000 循环)且向存储器写入数据需要相当的时间。随机存取存储器(RAM)用于在基于微处理器的应用中数据和程序指令的临时存储。但是与 ROM 不同,RAM 是不稳定器件,这意味着当 IC 掉电时将丢失数据。

静态和动态 RAM

有两种基本类型的 RAM:静态 RAM(SRAM)和动态 RAM(DRAM)。

在 SRAM 中,数据存储在由触发器组成的存储单元中,而在 ROM 中,数据以电荷方式存储在蚀刻在半导体 IC 内的电容中。写入在 SRAM 存储单元的数据将一直保持直到被覆盖或电源关断。在 DRAM 中,若不刷新——通过周期信号将泄漏掉的电容电荷重新装满,写入存储单元中的数据将在几毫秒内消失。

总体上,SRAM 和 DRAM 的主要区别包括轮廓尺寸、功耗、速度和使用方便性。在尺寸上,由于 DRAM 的电容比 SRAM 的触发器占据更少的空间,DRAM 每单位面积可比 SRAM 存储更多的数据。在功耗上,由于不需要不停的刷新,SRAM 更具能效。在速度和使用方便性上,SRAM 更好,因为其不需要刷新电路。

在应用中,当需要相对较少的读写存储器时使用 SRAM,一般使用在后备功耗要求极低的专用 IC 中。例如,它们频繁使用在便携式设备(如计算器)中。SRAM 也集成在所有的现代微处理器中用做芯片上的高速缓存以提供处理器和存储器之间的高速连接。而 DRAM 使用在需要大量存储器的应用中,例如计算机存储器。

在多数情况下,你不需要为分立 RAM 存储器 IC 操心。通常 RAM 已经以印制电路板存储器模式建立在微控制器或微处理器内。在此情况下,只需要使用已存在的硬件和软件处理寻址、刷新等操作。因此,这里将不再讨论分立 SRAM 和 DRAM IC 的内部细节。我们只须注意 SRAM 和 DRAM 的结构图(说明基本原理),然后了解一些存储器封装,例如使用在计算机中的 SIMM 和 DIMM。

各种简单的 SRAM

图 12.183 所示为一个非常基本的用 4096(4 KB)×1 位阵列构成的 SRAM。它使用 12 根地址线对 4096 个不同存储位置寻址——每个位置包含一个触发器。存储阵列为 64×64 排列,用 $A_0 \sim A_5$ 表示行选址,$A_6 \sim A_{11}$ 表示列以确定被选中的特定位置。标以行选择的方框是用于从 64 行中找出某一行的 6 至 64 位解码器。标以列选择的方框是用于从 64 列中找出某一列的 6 至 64 位解码器。

向存储器中写入一位新数据,需要将此位数据输入到 D_{IN},地址线置低电平于相应状置(使 D_{IN}缓冲器起效)。从存储器中读出数据,地址线置低电平于相应状态,$\overline{CE}$置为低电平,$\overline{WE}$置为高电平(使 D_{OUT}缓冲器起效),参见图 12.183 中的时间波形。

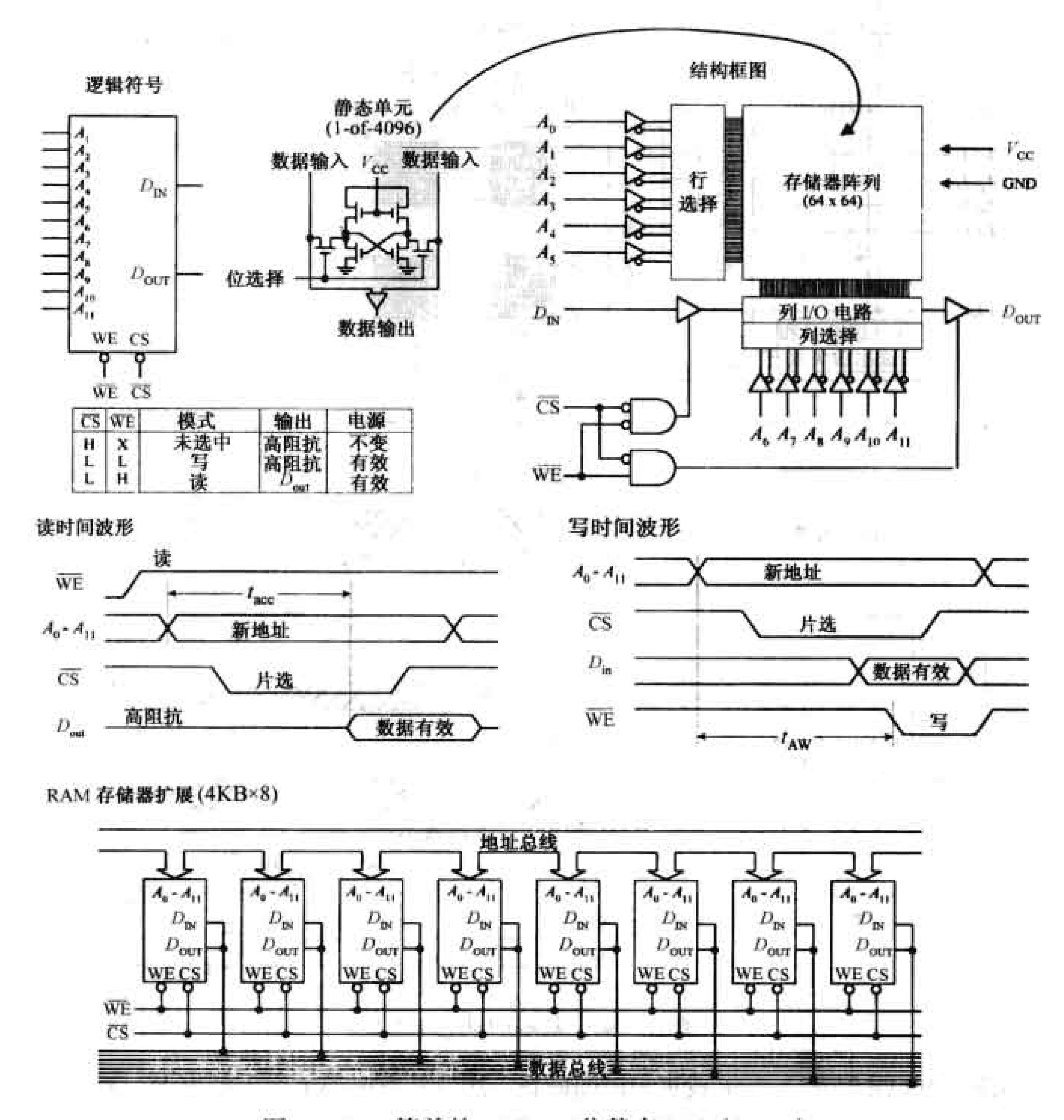
如图 12.183 下部电路所示,通过将 8 个 4 KB×1 SRAM IC 组合在一起,存储器可以扩展成 4 KB×8 结构——使用在简单的 8 位微处理器系统中。当一个地址输入到地址总线上时,在每个存储器 IC 中相同的地址位置同时被存取。所以输入到地址总线上的 8 位字的每一数据位存储在对应的存储器 IC 相同的位置。

也有一些 SRAM IC 结构大于 $n\times1$。例如,可能为 $n\times4$ 或 $n\times8$ 结构。与 $n\times1$ 器件一样,这些 SRAM 可以被扩展(例如两个 $n\times8$ 可以组合成一个 $n\times16$ 存储器;4 个 $n\times8$ 可以组合成一个 $n\times32$ 存储器等)。

关于非易失性 SRAM

在许多应用中,使用兼具 SRAM 的速度和循环持久性与 ROM 的非易失性为一体的存储器件是最理想的。为解决这一问题,制造商制造了被称为非易失性 SRAM 的器件。这种器件将一个低功耗 CMOS SRAM 和一个锂电池、一个电源传感电路集成在一起。当电源从芯片上去掉时,电池对触发器提供足够的电压

以保持其处于置位(或复位)状态。由于锂电池的期望寿命大约为10年,具有后备电池的SRAM也有寿命限制。



CS	WE	模式	输出	电源
H	X	未选中	高阻抗	不变
L	L	写	高阻抗	有效
L	H	读	D_{out}	有效

图12.183　简单的4 KB×1位静态RAM(SRAM)

另一种不需要后备电池的SRAM被称为NOVRAM(非易失性RAM)。实际上,这些芯片将一个后备EEPROM存储阵列和普通的SRAM阵列以并行方式连接在一起。在普通操作中,SRAM阵列像普通SRAM一样读和写。当电源供电电压下降时,板上电路在发现电源供电电压的下降时将执行一个存储操作使得易失性SRAM中的数据被复制到非易失性EEPROM上。当芯片电源恢复时,NOVRAM又自动执行一个恢复操作将EEPROM中的数据复制回SRAM阵列。NOVRAM具有与传统SRAM一样,即不受限的读/写持久性。但是向EEPROM中存储数据的次数受到限制——大约10 000次。

动态随机存取存储器(DRAM)

图12.184所示为一个非常基本的16 KB×1动态RAM。通常,对所有16 384个存储位置(电容器)进行存取需要14根地址线。但是,在此DRAM中(与大多数大规模DRAM一样),通过多路复用将地址线的数目减半。确定一个给定存储位置是一个两步操作。首先,一个7位行地址输入到A_0~A_6,然后行地址选通输入($\overline{RAS}$)被置为低电平。此时存储位置被固定且可使用$\overline{WE}$输入端对存储器进行读写操作。当$\overline{WE}$为低电平时,数据经由D_{IN}写入RAM,当$\overline{WE}$为高电平时,数据经由D_{OUT}从RAM中读出,参见图12.184所示时间波形。

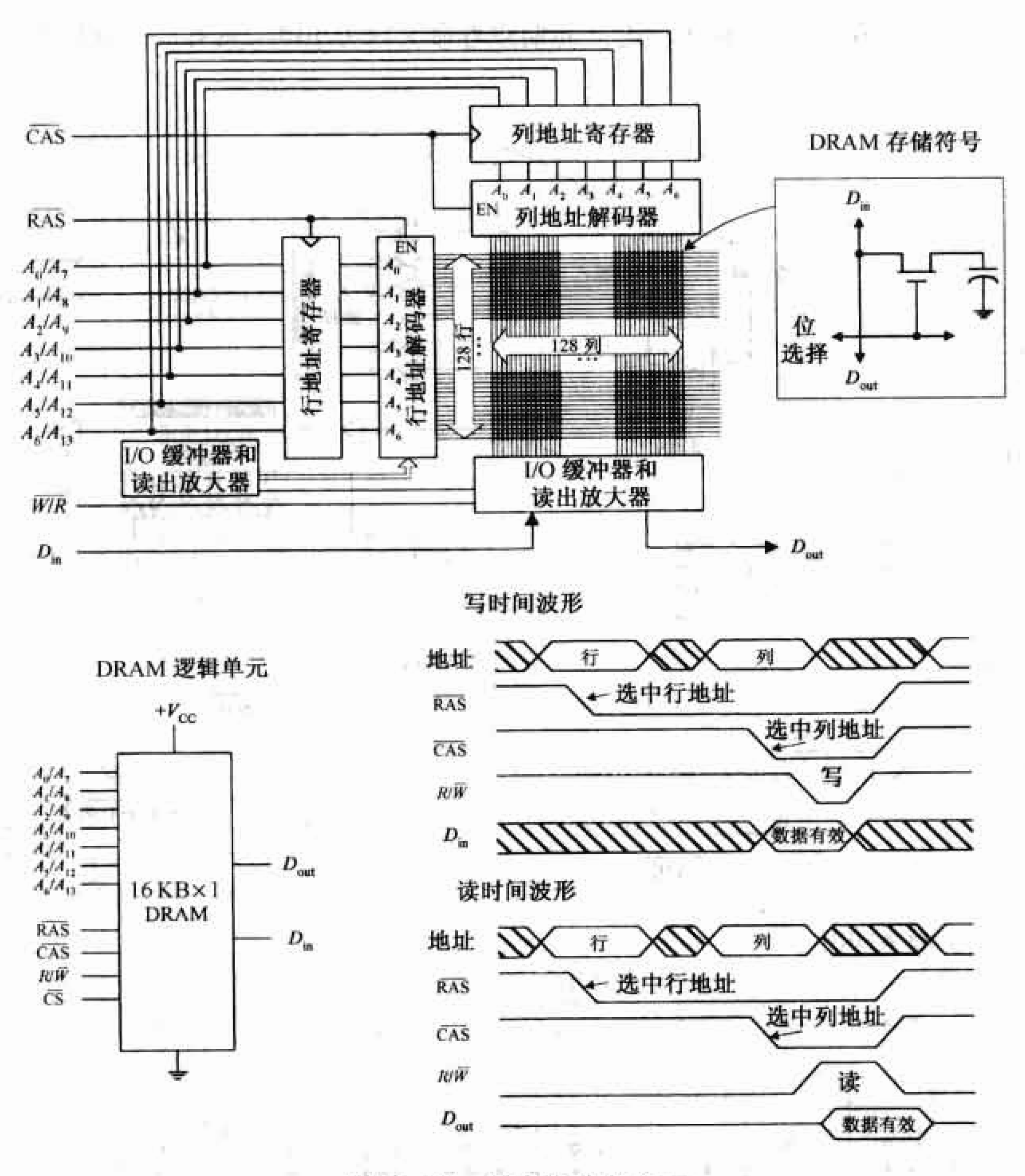


图 12.184 基本的动态 RAM

像这样的简单 DRAM 必须每 2 ms 或更短时间刷新一次以补充内部电容上的电荷。对于这些器件,有三种方法可用于刷新单元。一种方法是使用读循环,另一种方法是使用写循环,最后一种方法是使用行地址选通循环。行地址选通循环为优先使用的技术方法。为执行这一循环,$\overline{RAS}$应置为高电平,$A_0 \sim A_6$ 置为行地址 000 0000,$\overline{RAS}$接负脉冲,行地址然后增加 1,后两步不停重复直到所有 128 行被访问。

如上所见,不得不使用时间波形刷新存储器是一个真正的缺点。因此制造商生产动态 RAM 时,实际上在 DRAM IC 中集成自动刷新电路。今天的 DRAM 内部建有一种“住宅管理”功能。

DRAM 技术发展非常迅速。今天有许多类似于 DRAM 的器件分别被称为 ECC DRAM, EDO DRAM, SDRAM, SDRAMII, RDRAM, SLDRAM 等。我们将在后面讨论这些技术。

计算机存储器

像前面提到的那样,RAM 有些已经被集成在芯片中(例如微控制器),有些被做成专用器件,例如插在计算机存储插槽里的 SIMM(单嵌入存储模块)或 DIMM(双嵌入存储模块)。在这两种情况中,除非你打算从头开始设计微控制器和微处理器,否则不需要多考虑 RAM 的内部电路问题。现在主要关心的事情是确定需要为你的计算机购买何种类型的 RAM 模块。

在计算机中,RAM 用于存储完成任务所需的临时指令和数据。这使得计算机的中央处理单元(CPU)存取存储器中的指令和数据非常快速。例如,当计算机加载一个应用程序(比如字处理或页面设计)到存储器中,CPU 可迅速找到存储单元,而不需要从外部驱动或硬件驱动中寻找。为使 RAM 运行快速,必须将

其与计算机的 CPU 相连,早期的存储器直接焊接在计算机的主板上。但是后来,由于存储器的需求增长,将存储器固定在主板上变得不再实用。今天,计算机使用扩展槽与存储器相连。存储器的数目和结构变化取决于计算机的 CPU 和 CPU 如何接收信息。

计算机起初使用 SIMM 或 DIMM 存储模块,这两种类型的模块都使用动态 RAM IC 作为核心元件。SIMM 或 DIMM 模块实际上类似于印制电路板并且内藏许多 RAM IC——在板上扩展以提供使用模块的 CPU 所需的必要位宽。要安装一个 SIMM 或 DIMM 模块,只需将其插入到计算机主板上的存储条插槽中。许多计算机系统使用 168 引脚 DIMM。老的奔腾和后期的 486 PC 使用 72 引脚 SIMM,而更早的 486 PC 使用 30 引脚 SIMM(今天的新技术包括 SODIMM,RIMM,SORIMM,DRAM 等,其中 DRAM 是最常使用的之一)。

30 引脚 SIMM(已淘汰)

图 12.185 所示为 30 引脚 SIMM 如何与 32 位处理器相连接使用的例子。每个 SIMM 提供 8 位,因此支持 32 位格式的 CPU 需要 4 个 SIMM。在这样的系统中存储配置一般被划分为两块——块 1 和块 0。每个存储块由 4 个 30 引脚 SIMM 插槽组成。CPU 一次对一个存储块进行处理。典型的 30 引脚 SIMM 存储器格式(容量)为 256 KB × 8(256 KB),2 MB × 8(1 MB)和 4 MB × 8(4 MB)。另一种类型的 SIMM,称为奇偶 SIMM,使用 $n \times 9$。这些 SIMM 每 8 位数据增加一个单独的奇偶校验位。奇偶位用于错误检测——我们将在后面详细讨论奇偶校验。

对于大多数的计算机,应避免在同一块中混合使用不同容量的 SIMM。如果混合使用,计算机将不能启动或计算机不能识别存储块或只使用其中一部分。例如,如果块中有 3 个 1 MB SIMM 和一个 4 MB SIMM,计算机将它们均识别为 2 MB SIMM。

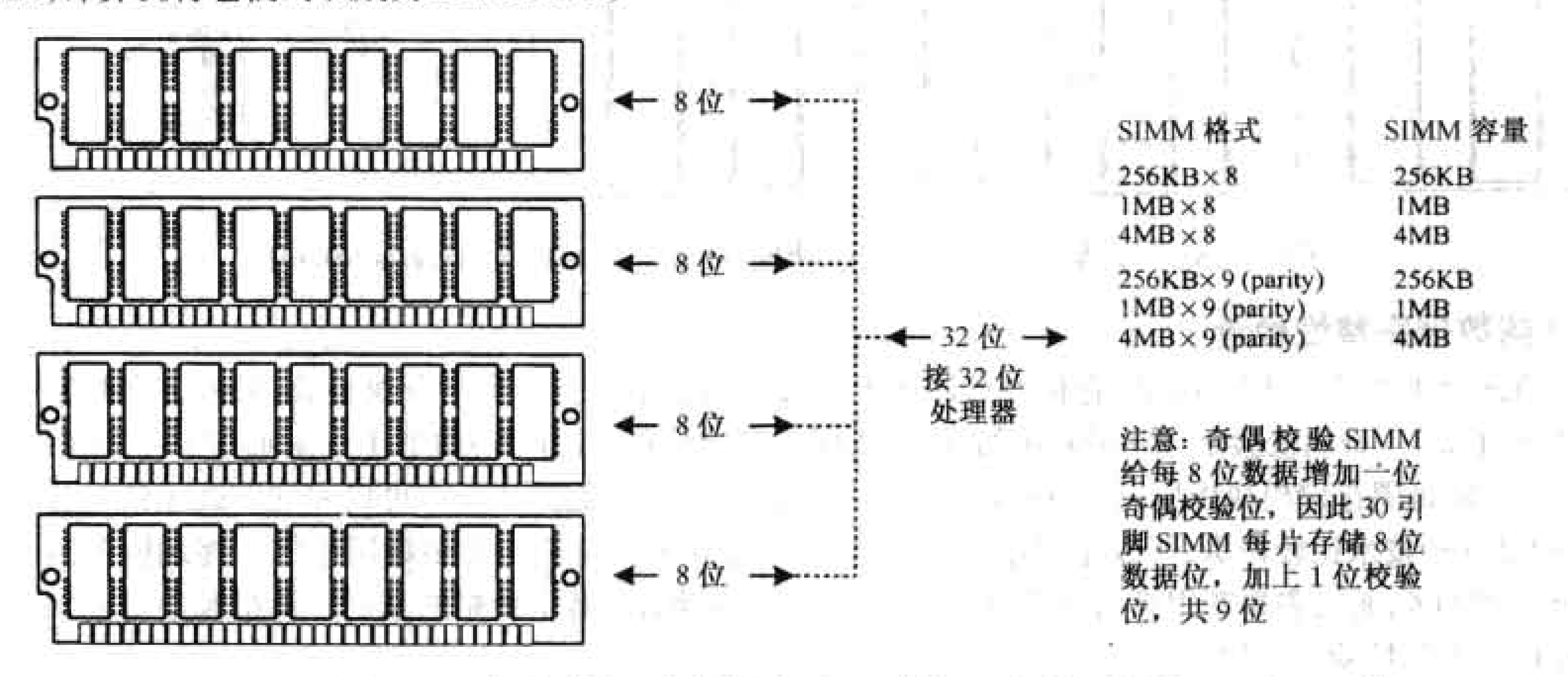


图 12.185 30 引脚 SIMM:每个支持 8 个数据位,因此支持 32 位处理器需要 4 个 30 引脚 SIMM

72 引脚 SIMM(已淘汰)

72 引脚 SIMM 是在 30 引脚 SIMM 上的改进。一个 72 引脚 SIMM 支持 32 个数据位,是一个 30 引脚 SIMM 支持数据位数目的 4 倍。如果有一个 32 位 CPU——例如 Intel 的 486 或 Motorola 的 68040。每个存储块仅需要一个 72 引脚 SIMM。图 12.186 所示为标准 SIMM 存储器格式和容量。注意奇偶 SIMM 使用 $n \times 36$ 格式。额外的 4 位奇偶校验位——32 位数据中每 8 位对应 1 位。

168 引脚 DIMM

双嵌入存储器模块,或 DIMM,非常类似于 SIMM。两者间的主要区别是:对于 SIMM,主板两边对应引脚连接在一起形成电接触;对于 DIMM,对应引脚保持为电隔离以形成两边分开的接触。DIMM 通常使用在支持 64 位或更宽存储总线的计算机中,在许多情况下,这些计算机是基于强大的 64 位处理器——例如 Intel 的奔腾或 IBM 的 PowerPC 处理器。图 12.187 所示为一个具有标准 168 引脚 DIMM 封装的 16 MB × 64 位同步 DRAM。

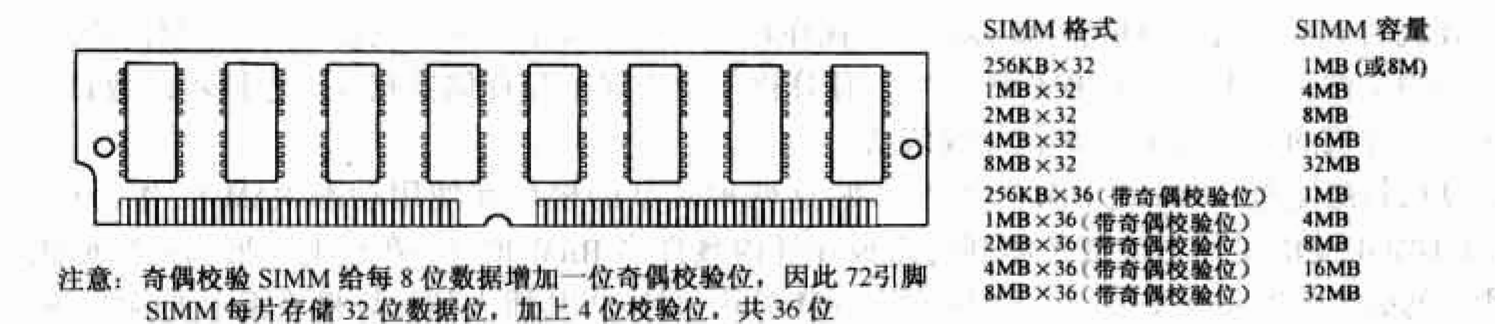


图 12.186　72 引脚 SIMM：支持 32 位处理器(例如 Intel 486 或 Motorola 68040)

16MB×64 位同步 DRAM 模块
单片印制电路板（管道结构）有 16 个 DRAM，168 引脚 DIMM 封装
支持 Intel 的 Pentium 或 IBM PowerPC 处理器

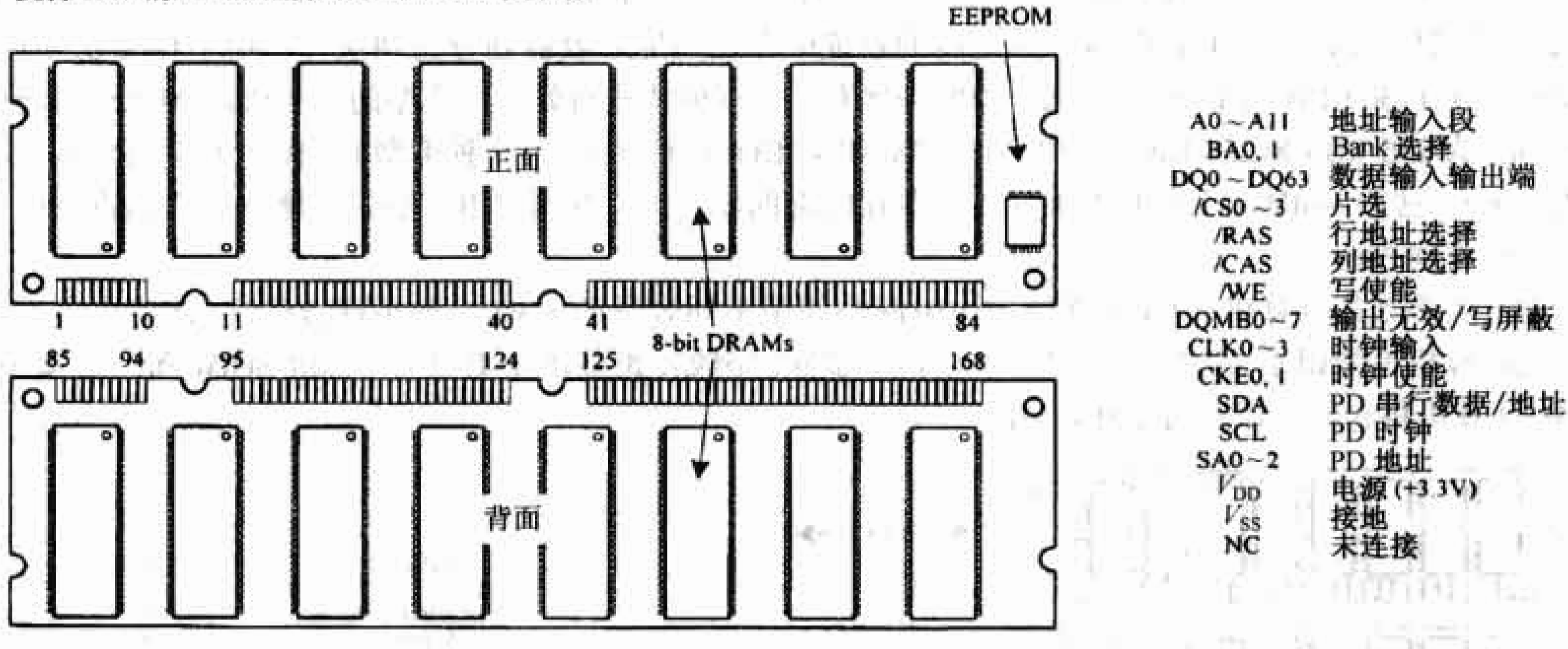


图 12.187　72 脚 SIMM 支持 32 位处理器(如 Intel 486 或 Motorala 68040)

存储器数据完整性检查

有两个主要的方法用于确保存储在存储器中的数据的完整性。一个是奇偶校验,另外一个是错误校验代码(ECC)。奇偶校验是现在最常用的方法,数据中每 8 位(一个字节)增加 1 个附加位——如在 SIMM ×9 和 ×36 奇偶存储模块中所见。ECC 是数据完整性检查更全面的方法——可以发现和改正信号位的错误,但是这种技术比较昂贵,所以通常并不使用,以保持计算机低价格。大多数用来作为终端服务器的计算机支持 ECC,而大多数商用桌面计算机支持奇偶校验,另外大多数低价格的家用计算机和小型商用计算机使用无奇偶校验的存储器。

使用在计算机存储器中的 DRAM 技术

现在有许多 DRAM 技术集成在计算机存储模块中。EDO(扩充数据输出)存储器,是一种可以使 CPU (支持 EDO)以比标准 DRAM 芯片快 10%～20%的速度存取的技术。DRAM 的另一种变体是同步 DRAM (SDRAM),它使用时钟信号使得存储芯片上的输入和输出信号同步。时钟信号与 CPU 的时钟信号相同,所以存储器芯片和 CPU 的时间同步。同步 DRAM 节省执行命令和传输数据的时间,以此提升计算机的整体性能。SDRAM 使得计算机的存取速度比 EDO 存储器快 25%。DDR 和 SDRAM II(双倍数据速率 SRAM)是 SDRAM 更快的版本(在系统时钟信号的上升沿和下降沿都可以存取数据,故存储芯片的数据速率加倍)。RDRAM 是一个极快的 DRAM 技术,它使用高带宽"通道"以比标准 DRAM 约快 10 倍的速度传输数据。

12.13　微处理器和微控制器

在前面我们介绍了几乎每一种可能遇到的稍复杂的电子器件,它们大多数都可以由微处理器或微控制器操纵。实际上,在这些器件中找不到本书前面讲的分立逻辑 IC(例如逻辑门、触发器、计算器、移位寄

存器等)。这似乎与我们早先所介绍的内容和知识的目的有矛盾,所以在进行下面新内容的介绍之前,先做一些解释。

当写作一本面向初学者的电子装置书籍时,通常需要介绍一些过时的器件和技术以说明一些重要的原理。一个很好的例子是逻辑门和触发器。这些分立器件几乎不被使用,但是它们将逻辑状态、逻辑操作、存储器的基本原理提供给初学者。这是因为要解释更复杂的原理,有时需要使用到前面的原理(以及器件)。设计制作电子器件的基本方法是重要的基础结构;但是这些不应该被过细地考虑——因为你的目标是使用今天的技术标准设计复杂的电子器件。

应该详细了解和关注的是微控制器。这个器件真正是现代电子技术的重大成就之一。一个单独的微控制器可代替由分立器件组成的整个逻辑门。微控制器有一个中央处理单元(CPU),它执行与计算机的微处理器基本相同的功能(执行逻辑操作、I/O 控制操作等)。它也有其他器件如 ROM、RAM、串行通信接口,通常还有 A/D 转换器等。在本质上,微控制器是无键盘和显示器的小型计算机。通过单独的微控制器可以组建能执行不同功能的自动设备。例如,可以使用微控制器控制伺服电动机、经由扬声器生成声音、监视红外线传感器以发现目标、记录模拟传感器的输出数据等。微控制器也可用在微波、TV、VCR、计算机外设(激光打印机、硬盘驱动等)、汽车控制系统、安全系统、玩具、环境数据记录系统、移动电话和任何需要程序控制的器件中。

微处理器,例如 Intel 的奔腾处理器,类似于微控制器但其主要设计用于快速数据处理——对于运行今天的复杂多媒体程序和游戏非常重要。微处理器也需要大量的外部支持设备,例如 RAM、ROM、I/O 控制器等——其中一些微控制器在内部集成。因此在本节中我们仅简要地介绍微处理器,而将注意力主要放在微控制器上,这是因为微处理器主要使用在计算机中,而且没有被喜欢使用 IC 的发明家在实际中大量使用的缘故。微控制器是明显的"内部器件",主要是因为它们如此易于使用且可在许多电池供电设备中用做"大脑"。

12.13.1 微处理器简介

微处理器是一种集成电路——它通过地址线、数据线、控制线可以从外部只读存储器(ROM)中读取和执行指令、在外部随机存取存储器(RAM)中通过读和写操作来存取临时数据和程序、提供外部支持电路的输入信号或接收其输出信号。图 12.188 所示为一个简单的基于微处理器的系统及其支持电路。

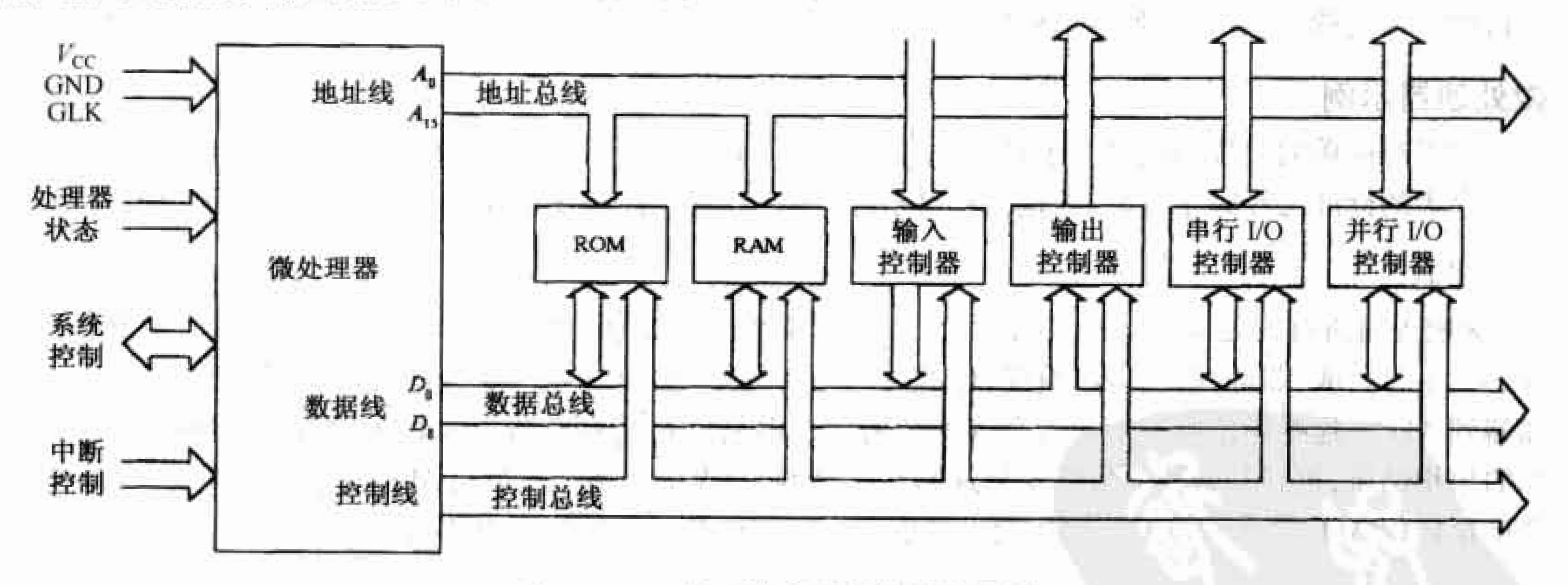


图 12.188 基于微处理器的简单系统

微处理器

基于微处理器系统的核心是微处理器或中央处理单元(CPU)。微处理器是对大量字节型数据进行运算处理的可靠器件。在这种特别的基于微处理器的系统中,CPU 由一个 8 位处理器(工作于 8 位字)组成,但在更复杂的基于微处理器的系统中,处理器工作于更多位数的字,例如 16 位、32 位或更高(例如 64 位奔腾处理器)。处理器的任务是从存储器中读程序指令然后执行这些指令——通过提供合适的电平和时间波形到三根外部总线上以使得相连接器件(存储器、I/O 控制器等)执行它们的特定操作。在处理器内部,有许多集成部分用于执行特定的操作。这些集成部分中的一个是指令解码器,它接收和解释从存储器中

获得的指令然后算出执行所取指令的步骤。处理器也包含一个算术逻辑单元(ALU)——可对存储在芯片寄存器或外部存储器上数据执行运算操作,例如加、取反、比较、移位等。在执行程序中,一个程序计数器用于确定当前位置。在微处理器中还有许多其他部分——后面将对实际的处理器做更详细的介绍。

地址总线、数据总线和控制总线

在微处理器和外设之间(例如 RAM、ROM 和各种 I/O 控制器)用于传输地址、数据和控制信息有三条总线,即地址总线、数据总线和控制总线(总线是不同器件共用的一组传输线路)。

地址总线被微处理器用于在外设(比如存储器)中选择特定的地址位置。在上面介绍的基于处理器系统中,地址总线为 16 位宽,这表示处理器可以存取 2^{16}(65 536)个不同的地址。

数据总线用于在处理器和外设(存储器、外围设备)之间传输数据。在上面介绍的基于处理器系统中,数据总线为 8 位宽,在更复杂的微处理器中,例如早期的 486 和后来的奔腾处理器,数据线的数目相对变大——32 位或 64 位。

控制总线的位数不定,取决于所使用的微处理器。它传输控制信号到其他的 IC 中以说明何种操作应该被执行。从这些信号中可以确定 IC 是否为读、写、中断、I/O、存储器存储或其他操作。

存储器

计算机一般使用三种类型的存储器:ROM、RAM 和大容量存储器(例如硬盘、软盘、CD-ROM、ZIP 驱动)。ROM 作为非易失性存储器用于存储启动顺序指令,包括端口分配、中断开始和从硬盘中读取操作系统所需的代码。RAM 用于微处理器存取临时数据和程序。大容量存储器用于长期数据存储。

输入和输出控制器

为了使微处理器可从输入/输出设备中接收数据或发送数据到输入/输出设备上(例如键盘、显示器、打印机等),需要专用的 I/O 连接器作为接口。控制器与系统总线相连并由微处理器控制。为了使微处理器与各个 I/O 设备相连,微处理器可以通过程序指令直接寻址控制器或在外部器件生成"读我"类型信号时使控制器生成一个中断信号。计算机有各种类型的控制器,有声音控制器、SCSI 控制器、通用串行总线控制器、游戏控制器、软盘控制器、硬盘控制器等。这些器件都可以从生产商那里购买,或者已经被集成在计算机中。因此软件驱动(一种专用程序)设计用来生成一致的程序接口——用于每一种被使用的硬件。

微处理器示例

为了对简单的处理器内部有个基本了解,我们以 Intel 的 8085A 处理器为例来说明。虽然这个芯片相对于今天的标准已经完全过时,但是仍然具备现代微处理器的许多核心特征且比较容易了解。

ALU

8085A 与所有的处理器一样,包含一个算术逻辑单元(ALU)。ALU 由执行基本算术和逻辑操作(+、-、×、÷、与、或、非等)的逻辑门组成,也可执行比较运算(=、<、<=、>、>=)和数据转移操作——从存储器到 ALU。这些操作由一个或多个 ALU 寄存器(累加器,可从存储器中接收初始值,保持算术和逻辑操作的累积结果,再将其转换为最终结果返回到存储器中)提供支持。一组与 ALU 相连的二进制指示器在每个操作后以 ALU 状态的格式提供控制反馈信息。这些信息一般包括生成的结果是正或负、零或非零等。

控制单元

控制单元是系统中的命令元件,可决定存储的程序执行顺序。它通过重复地跟随每一个程序指令的基础指令执行循环来实现这一目的。它首先将主存储器中的指令送到一个专用控制单元寄存器中(被称为指令寄存器)。指令然后被解码为(分开)为操作部分(说明执行何种操作)和操作数部分(说明所包含信息)。在此之后,它通过发送合适的控制信号到 ALU、I/O 和存储器执行指令。这被称为取指令-解码-执行循环。

中断

微处理器系统的另一个重要特性是中断控制,它提供一个使用外部数字信号来中断被执行程序的方法。8085A 有 5 个中断输入:INTR、RST、RST 5.5、RST 6.5、RST 7.5 和 TRAP(参见图 12.189)。

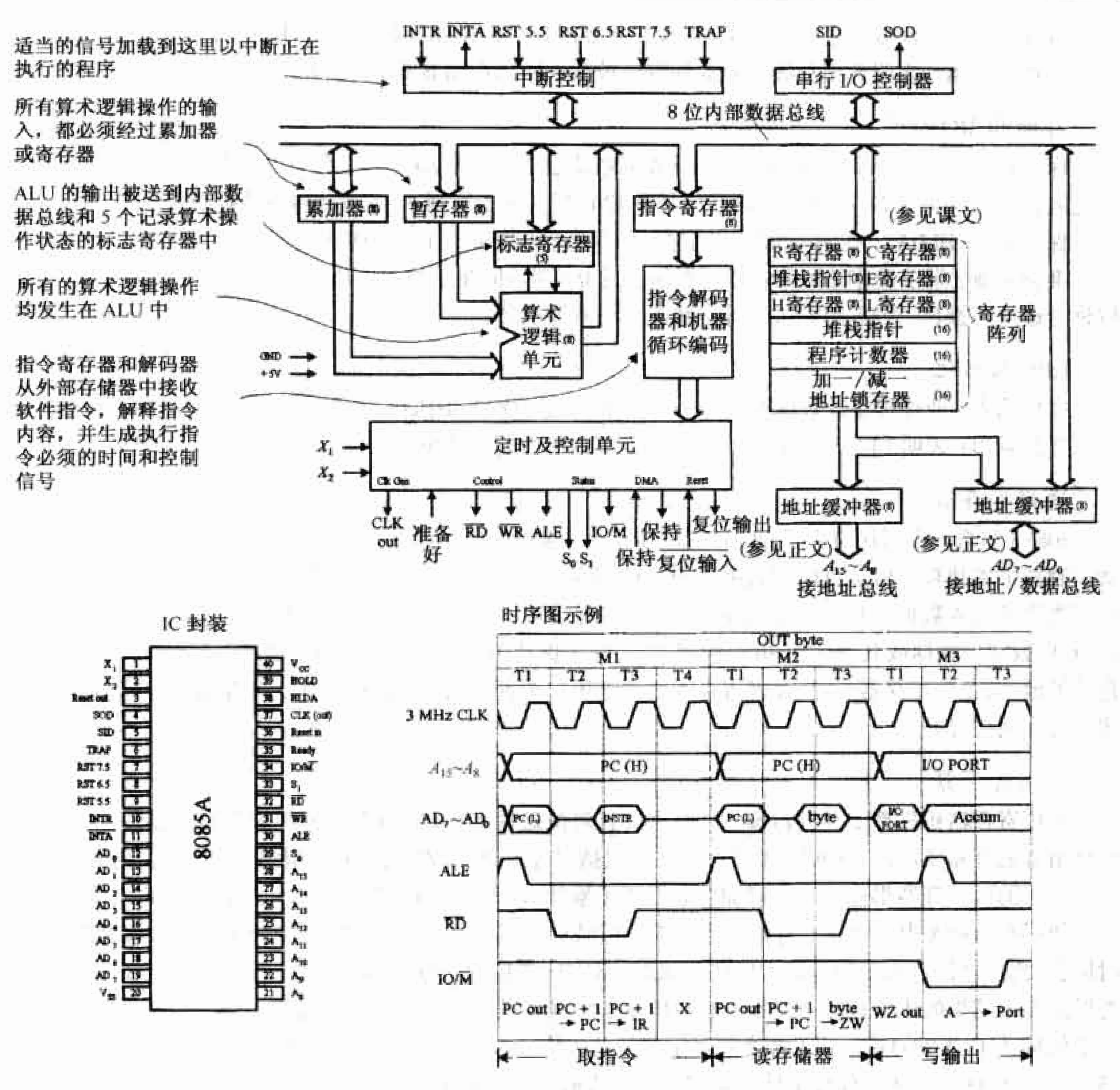


图 12.189 Intel 8085A 微处理器的功能结构图、IC 和时序

地址和数据信号

高位地址(A_{15} ~ A_8)：16 位地址的高顺序 8 位。

地址/数据(AD_7 ~ AD_0)：16 位地址的低顺序 8 位或 8 位数据，注意此地址方案要求多路复用——用于减少输出引脚。

串行输入数据(SID)：一个一位输入用于连接串行器件(一次一位)。

串行输出数据(SOD)：一个一位输出用于连接串行器件。

定时和控制信号

CLK(OUT)：系统时钟输出信号，输出到外围芯片使其时间同步。

X_1，X_2：由外部晶体振荡器或其他器件提供的用于生成时钟信号的信号。

地址锁存使能端(ALE)：这个信号发生在机器循环的第一个时钟状态期间并且使地址锁存在外部器件中。它使得地址模块(例如存储器，I/O)“意识”到自己被寻址。

状态控制 S_0，S_1：控制信号用于表明是否一个读写操作正在进行。

O/M：用于使 I/O 端口或存储器模块处于可读写状态。

读控制(RD):表明所选存储器或 I/O 模块将要被执行读操作且数据总线可被用于数据传输。

写控制(WR):表明数据总线上的数据将要被写入所选存储器或 I/O 位置。

存储和 I/O 符号

保持:用于要求 CPU 放弃控制并使用外部系统总线。此时 CPU 将完全执行指令寄存器内部的指令然后进入到一个保持状态,在此期间没有信号被 CPU 插入用于控制、寻址或传输到数据总线上。

保持应答(HLDA):控制单元发出的输出信号应答保持信号且表明总线可用。

准备完成:用于使存储器和较慢的存储器或 I/O 器件同步。当一个地址器件声明准备完成,则 CPU 可以进行读或写操作;否则,CPU 进入等待状态直到器件准备完成。

CPU 初始化

复位输入:使得程序计数器的内容为零,CPU 从零位置开始执行。

复位输出:表明 CPU 已经被复位。信号也可以用于复位系统。

通用寄存器

8085A 包含 6 个通用寄存器:B、C、D、E、H 和 L。这些寄存器被称为通用寄存器是因为它们可以以任何微控制器中单独程序所认可的方式被使用。通用寄存器可保持数字型数据、BCD 数据、ASCII 数据或其他任何类型的所需数据。它们可被用做 6 个 8 位寄存器或 3 个 16 位寄存器对(BC、DE、HL)。寄存器对可保持 16 位数字型数据或其他任何 16 位编码信息,除了保持 16 位数据,寄存器对也可以存储地址信息。一个存储器地址,置于寄存器对中,使得寄存器内地址所指位置的内容可以被操作。寄存器对存储器寻址的方式被称为间接寻址。

专用寄存器

专用寄存器积累算术和逻辑操作的结果并且对微处理器提供"整理",整理寄存器不能使用指令编程而是由微处理器使用的。8085A 的专用寄存器包括累加器、标志寄存器、程序计数器和堆栈指示器。

所有的微处理器都包含一个累加计数器用于累计 ALU 执行的大多数算术和逻辑操作的结果。

使用在 8085A 中的标志寄存器包含了 5 位用做标志或 ALU 的指示器,当 8085A 执行大多数算术操作时标志改变,且标志用于指示算术操作的状态。5 个标志位含义分别如下:(1)一个符号位用于告诉算术或逻辑操作的结果的正负;(2)一个零标志位用于表明 ALU 操作的结果为零或非零;(3)一个辅助进位标志位用于保持 ALU 造成的首位和末位之间半字节处的进位;(4)一个奇偶标志位用于说明 ALU 结果的奇偶性;(5)一个进位标志位用于保持加法后累加器最左边的进位或减法后的借位。

程序计数器并不记录程序的数目而是表明处理器下一个将执行的软件指令的位置。它记录的存储位置地址起始于低位地址且朝向高位地址。

堆栈指示器存储上一个进入堆栈的指令地址。堆栈是处理器某些操作使用的 RAM 中特定的数据存储区域。

8085A 的时序图

图 12.189 所示为 8085A 时序图的一个例子。实际上,需要 3 个机器循环(M1、M2、M3),在第一个循环期间,获取一个 OUT 指令;在第二个循环期间,获取指令的后半部分,包括输出所选用 I/O 器件的数目;在第三个机器循环期间,累加器的内容经由数据总线写入到所选器件。在每个机器循环的开始,一个地址锁存使能(ALE)脉冲由控制单元提供用于向外电路发信号。在机器循环 M1 的时间状态 T1 期间,控制单元设置 IO/M 信号以表明一个存储操作将要执行。也在此循环中,控制单元命令程序计数器将其内容置于地址数据总线($A_{15} \sim A_8$)和地址数据总线($AD_7 \sim AD_0$)上。在时间状态 T2,地址存储器模块将被寻址存储位置的内容传输到地址/数据总线上。控制单元设置一个读控制(RD)信号表明在 T3 期间将从数据总线上读数据。这给出存储器将数据放上总线和使信号电平稳定的时间。最后一个状态 T4 是一个总线闲置状态,在此期间 CPU 将指令解码。其余的机器循环与此类似。

处理器编程

每一种处理器都有其独特的指令设置——用于执行任务，比如从存储器中读数据、进行加法运算和操作数据等。IBM 兼容机中使用的 Intel 奔腾处理器与 Macintosh 计算机中的摩托罗拉 PowerPC 使用了完全不同的指令设置。

任何微处理器中使用的实际语言都是由 1 和 0 组成的机器代码。但是不会采用直接使用机器语言对微处理器进行编程——因为太困难了。一个简单的任务（例如将两数相乘）可能需要数以百计的机器指令，而弄明白二进制代码的所有行并且确保每一行均正确将是一个不可能实现的梦想。

实现机器代码的一个简单选择是首先将程序以汇编语言写出，汇编语言使用助记缩写和符号名代替存储位置和变量。汇编语言到机器语言的转换包括将每一个符号转换为对应的十六进制机器代码（称为操作代码）。这些十六进制代码存储在存储器的特定位置，它可以通过微处理器制造商提供的汇编程序或通过使用编程器查找代码（也由制造商提供）和存储地址（这种方式也被称成为手工汇编）实现。当使用手工汇编时，必须知道哪些存储位置（在 ROM 中）将用于存储程序。使用汇编语言，编程人员可以写出线性的、高效率的程序，这将导致非常快的执行速度。但是，与机器代码一样，使用汇编语言编程也是冗长乏味的。

为使编程变得轻松简单，可使用已编译过或解释过的高级语言，例如 BASIC、PASCAL 或 C 语言等。通过这些语言，可以写出由代数命令和用户界面友好的命令（例如 if…then, for…next 等）组成的程序。当使用这些语言时，不需要为对存储位置赋予地址或算出哪一位移入哪一个寄存器等问题操心，只需要声明变量和写出算术和逻辑语句，这被称为源代码。在生成源代码之后，在微处理器运行程序之前有两种方式可以选择使用，一种方式为解释源代码，而另一种方式为编译源代码。C、PASCAL 和 FORTRAN 语言要求编译——语言编译器将源代码转换为汇编语言代码的过程。一旦汇编代码生成，汇编程序将汇编代码转换为微处理器可使用的机器代码。另一方面，BASIC 等语言是解释语言，与从源代码编译汇编语言程序不同，解释程序根据程序中的语句当场执行合适的计算机指令。一般而言，解释语言运行速度远远低于编译语言，但是不需要编译且在进入程序后运行前没有延时。我们将在后面讲述更多关于编译和解释的知识。

表 12.5 提供了从 5 倒计数到 0 所对应的 BASIC 代码、汇编代码（8085A）和机器代码（8085A）。注意汇编和机器代码是专用于 8085A 的。在 BASIC 中，代码几乎是自解释的。变量 COUNT 用于保持计数值，第 30 行检查 COUNT 看其是否为零。若为零，程序跳回到开始。若不为零，程序跳到 20 行（从 COUNT 中减去 1）并再次检查 COUNT 的值。

表 12.5 从 5 倒计数到所对应的 BASIC 代码、汇编代码和机器代码

BASIC 代码		8085A 汇编代码		8085A 机器代码	
行	指令	助记符	指令	地址(HEX)	内容
10	COUNT = 5	START:	MVI A,05H	4000	3E(opcode)
20	COUNT = COUNT - 1			4001	05(data)
30	IF COUNT = 0	LOOP:	DCR A	4002	3D(opcode)
	THEN GOTO 10	JZ START	4003	CA(opcode)	
40	GOTO 20			4004	00 } (address)
				4005	40 } (address)
			JUMP LOOP	4006	C3(opcode)
				4007	02 } (address)
				4008	40 } (address)

用于此程序的 8085A 的汇编语言助记符包括 MVI、DCR 和 START。表 12.6 给出完整的 8085A 的助记符列表。第一个助记符 MVI 表示“直接移动”。指令 MOV A,05H 将数值 05（H 代表十六进制数）移入到寄存器 A（累加器）中；下一条指令 DCR A，将寄存器 A 中数值减去 1；第三条指令，JZ START，是一个条件跳转语句，此语句所对应的条件是 0 条件，当寄存器中数减少时，若 A 等于 0，则一个标志位（称为 0 标志）被建立（此位置 0）。JX START 被解释为：如果 0 标志已建立，则跳到标志 START 所在语句。若此条件未实现，则跳到下一条指令，JMP LOOP（这是一个无条件跳转）。这条语句被解释为跳转到标志 LOOP 所在语句（与任何标志位均无关）。

表 12.6 Intel 8085A 微处理器指令概述

汇编指令	操作码	SZAPC	~S	描述	注释
ACI n	CE	* * * * *	7	带进位加立即数	A = A + n + CY
ADC r	8F	* * * * *	4	带进位加	A = A + r + CY(21X)
ADC M	8E	* * * * *	7	带进位加存储器	A = A + [HL] + CY
ADD r	87	* * * * *	4	加寄存器	A = A + r(20X)
ADD M	86	* * * * *	7	加存储器	A = A + [HL]
ADI n	C6	* * * * *	7	加立即数	A = A + n
ANA r	A7	* * * * 0	4	与寄存器	A = A&r(24X)
ANA M	A6	* * * * 0	7	与存储器	A = A&[HL]
ANI n	E6	* * 0 * 0	7	与立即数	A = A&n
CALL a	CD	- - - - -	18	无条件调用	- [SP] = PC, PC = a
CC a	DC	- - - - -	9	判进位调用	If CY = 1(18 ~ s)
CM a	FC	- - - - -	9	判负调用	If S = 1(18 ~ s)
CMA	2F	- - - - -	4	累加器取反	A = ~ A
CMC	3F	- - - - *	4	进位标志取反	CY = ~ CY
CMP r	BF	* * * * *	4	比较寄存器	A - r(27X)
CMP M	BF	* * * * *	7	比较存储器	A - [HL]
CNC a	D4	- - - - -	9	无进位调用	If CY = 0(18 ~ s)
CNZ a	C4	- - - - -	9	非 0 调用	If Z = 0(18 ~ s)
CP a	F4	- - - - -	9	正数调用(实际上 0 也跳转,应为非负调用)	If S = 0(18 ~ s)
CPE a	EC	- - - - -	9	偶校验调用	If P = 1(18 ~ s)
CPI n	FE	* * * * *	7	比较立即数	A - n
CPO a	E4	- - - - -	9	奇校验调用	If P = 0(18 ~ s)
CZ a	CC	- - - - -	9	为 0 调用	If Z = 1(18 ~ s)
DAA	27	* * * * *	4	累加器十进制调整	A = BCD format
DAD B	09	- - - - *	10	加寄存器对 BC 到 HL	HL = HL + BC
DAD D	19	- - - - *	10	加寄存器对 DE 到 HL	HL = HL + DE
DAD H	29	- - - - *	10	加寄存器对 HL 到 HL	HL = HL + HL
DAD SP	39	- - - - *	10	加堆栈指针 SP 到 HL	1HL = HL + SP
DCR r	3D	* * * * -	4	寄存器减 1	r = r - 1(oX5)
DCR M	35	* * * * -	10	存储器减 1	[HL] = [HL] - 1
DCX B	0B	- - - - -	6	寄存器对 BC 减 1	BC = BC - 1
DCX D	1B	- - - - -	6	寄存器对 DE 减 1	DE = DE - 1
DCX H	2B	- - - - -	6	寄存器对 HL 减 1	HL = HL - 1
DCX SP	3B	- - - - -	6	堆栈指针减 1	SP = SP - 1
DI	F3	- - - - -	4	禁止中断	
EI	FB	- - - - -	4	使能中断	
HLT	76	- - - - -	5	暂停	
IN P	DB	- - - - -	10	输入	A = [P]
INR r	3C	* * * * -	4	寄存器加 1	r = r + 1(0X4)I
INR M	3C	* * * * -	10	存储器加 1	[HL] = [HL] + 1
INXB	03	- - - - -	6	寄存器对 BC 加 1	BC = BC + 1
INXD	13	- - - - -	6	寄存器对 DE 加 1	DE = DE - I - 1
INX H	23	- - - - -	6	寄存器对 HL 加 1	HL = HL + 1
INX SP	33	- - - - -	6	堆栈指针加 1	SP = SP + 1
JMP a	C3	- - - - -	7	无条件跳转	PC = a
JC a	DA	- - - - -	7	进位跳转	If CY = 1(10 ~ s)
JM a	FA	- - - - -	7	负数跳转	If S = 1(10 ~ s)
JNC a	D2	- - - - -	7	无进位跳转	If CY = 0(10 ~ s)

（续表）

汇编指令	操作码	SZAPC	~S	描述	注释
JNZ a	C2	------	7	不为0跳转	If Z=0(10~s)
JP a	F2	------	7	正数跳转(实际上0也跳转,应为非负跳转)	If S=0(10~s)
JPE a	EA	------	7	偶校验跳转	If P=1(10~s)
JPO a	E2	------	7	奇校验跳转	If P=0(10~s)
JZ a	CA	------	7	为0跳转	If Z=1(10~s)
LDA a	3A	------	13	直接加载累加器A	A=[a]
LDAX B	0A	------	7	间接加载累加器	A=[BC]
LDAX D	1A	------	7	间接加载累加器	A=[DE]
LHLD a	2A	------	16	直接加载H L	HL=[a]
LXI B,nn	01	------	10	双字节立即数加载到寄存器对BC	BC=nn
LXI D,nn	11	------	10	双字节立即数加载到寄存器对DE	DE=nn
LXI H,nn	21	------	10	双字节立即数加载到寄存器对HL	HL=nn
LXI SP,nn	31	------	10	双字节立即数加载到堆栈指针SP	SP=nn
MOV rl,r2	7F	------	4	寄存器间传送	rl=r2(1XX)
MOV M,r	77	------	7	从寄存器传送到存储器	[HL]=r(16X)
MOV r,M	7E	------	7	从存储器传送到寄存器	r=[HLI(1X6)
MVI r,n	3E	------	7	立即数传送	r=n(0X6)
MVI M,n	36	------	10	立即数传送到存储器	[HL]=n
NOP	00	------	4	空操作	
ORA r	B7	**0*0	4	或寄存器	A=Avr(26X)I
ORA M	B6	**0*0	7	或存储器	A=Av[HL]
IORI n	F6	**0*0	7	或立即数	A=Avn
IOUT p	D3	------	10	输出	[P]=A
PCHL	E9	------	6	间接跳转HL	PC=[HL]
POP B	C1	------	10	弹出BC	BC=[SP]+
POP D	D1	------	10	弹出DE	DE=[SP]+
POP H	E1	------	10	弹出HL	HL=[SP]+
POP PSW	FI	------	10	弹出程序状态字	{PSW,A}=[SP]+
PUSH B	C5	------	12	BC进栈	-[SP]=BC
PUSH D	D5	------	12	DE进栈	-[SP]=DE
PUSH H	E5	------	12	HL进栈	-[SP]=HL
PUSH PSW	F5	------	12	程序状态字进栈	-[SP]={PSW,A}
RAL	17	-----*	4	带进位的循环左移	A={CY,A)<-
RAR	1F	-----*	4	带进位的循环右移	A=->{CY,A}
RET	C9	------	10	返回	PC=[SP]+
RC	D8	------	6	进位返回	If CY=1(12~s)
RIM	20	------	4	读中断屏蔽	A=mask
RM	F8	------	6	负数返回	If S=1(12~s)
RNC	D0	------	6	无进位返回	If CY=0(12~s)
RNZ	CO	------	6	不为0返回	If Z=0(12~s)
RP	F0	------	6	正数返回(实际上0也跳转,应为非负返回)	If S=0(12~s)
RPE	E8	------	6	偶校验返回	If P=1(12~s)
RPO	E0	------	6	奇校验返回	If P=0(12~s)
RZ	C8	------	6	为0返回	If Z=1(12~s)
RLC	07	-----*	4	循环左移	A=A<-
RRC	OF	-----*	4	循环右移	A=->A
RST z	C7	------	12	重新启动	(3×7)-[SP]=PC,PC=z
SBB r	9F	*****	4	带借位减寄存器	A=A-r-CY

(续表)

汇编指令	操作码	SZAPC	~S	描　　述	注　　释
SBB M	9E	* * * * *	7	带借位减存储器	A = A - [HL] - CY
SBI n	DE	* * * * *	7	带借位减立即数	A = A - n - CY
SHLD a	22	- - - - -	16	直接存储 HL	[a] = HL
SIM	30	- - - - -	4	设置中断屏蔽	mask = A
SPHL	F9	- - - - -	6	HL 传送到 SP	SP = HL
STA a	32	- - - - -	13	直接存储累加器	[a] = A
STAX B	02	- - - - -	7	间接存储累加器	[BC] = A
STAX D	12	- - - -	7	间接存储累加器	[DE] = A
STC	37	- - - - 1	4	设置进位标志	CY = 1
SUB r	97	* * * * *	4	减寄存器	A = A - r(22X)
SUB M	96	* * * * *	7	减存储器	A = A - [HL]
SUI n	D6	* * * * *	7	减立即数	A = A - n
XCHG	EB	- - - - -	4	HL 与 DE 交换	HL < - > DE
XRA r	AF	* * 0 * 0	4	异或寄存器	A = Axr(25X)
XRA M	AE	* * 0 * 0	7	异或存储器	A = Ax[HL]
XRI n	EE	* * 0 * 0	7	异或立即数	A = Axn
XTHL	E3	- - - - -	16	用 HL 交换堆栈顶部	[SP] < - > HL

注：

	SZAPC	
PSW	0 * 0 1	标志位不受影响/受影响/复位/置位
S	S	符号位(位 7)
Z	Z	零标志位(位 6)
AC	A	辅助进位位(位 4)
P	P	校验位(位 2)
CY	C	进位位(位 0)
a P		直接寻址
M z		寄存器间接寻址
n nn		立即寻址
r		寄存器寻址
DB n(,n)		定义字节
DB'string'		定义 ASCII 字符串
DS nn		定义堆栈
DW nn(,nn)		定义(双字节)字
A B C D E F L		寄存器(8 位)
BC DE HL		寄存器对(16 位)
PC		程序指针寄存器(16 位)
PSW		程序状态字(8 位)
SP		堆栈指针寄存器(16 位)
a nn		16 位地址/数据(0 ~ 65 535)
n P		8 位数据/端口(0 ~ 255)
r		寄存器(X = B, C, D, E, H, L, M, A)
Z		可寻址位(X = 0H, 8H, 10H, 18H, 20H, 28H, 30H, 38H)
+ -		算术加法/减法
& ~		逻辑与/非
V X		逻辑或/异或
< - - >		左移/右移
< - >		交换
[ ]		直接寻址
[ ] + - [ ]		直接地址自动加 1/减 1
{ }		组合操作数
(x)		八进制操作码(此处 X 为 3 位代码)
If(~ s)		条件为真时的机器周期

来源：根据牛津大学计算机实验室程序研究组 J.P.Bowen, 1985。

在机器代码中，实现汇编语言指令 MOV A,05H 需要 2 个字节。第一个字节是操作码 3E(0011,1110)，它指出微处理器需要执行的指令；下一个字节（被称为操作数）是数据值 05。JZ 的操作码为 CA(1100 1010)，表示若条件(0)未达到，则跳转到所跟着的 16 位(2 字节)地址所示位置。这使得其为 3 字节指令；指令的第 2 个字节(位置 4004H)是要跳转到的地址的低位，指令的第 3 个字节是地址的高位。JMP 的操作码是 C3(1100 0011)且后面必须跟一个 16 位(2 字节)地址用于明确将要跳转到的位置。

12.13.2 微控制器

从前面所讲内容可以发现，对处理器（即使是简单的处理器）进行编程和连接所有外部支持芯片（例如 ROM、RAM、I/O 控制器等）是一项非常麻烦的工作。它要求将起始指令写进 ROM、连接各个 I/O 器件到总线上，编写程序用于与 I/O 器件通信、理解中断协议等。实际上，自己构建微处理器系统（例如在个人计算机中所使用的）麻烦且通常不值得这样做。你可以购买完全组装好的机器，或者购买主板然后将存储器模块(DIMM、SIMM)、声卡、硬盘等插入其上。在后一种情况，不需要很多思考，因为微处理器和所有主要器件已经在主板上预设好接口。总之，在大多数具体应用电路中，微处理器使用困难且不实用。

当设计一个可编程应用电路时，最好避免使用微处理器，而应该使用微控制器代替。微控制器是一个专用微处理器，它的内电路板上集成有许多支持电路，例如 ROM、RAM、串行通信端口、A/D 转换器等。实际上，微控制器是一个不含显示器、键盘和鼠标的迷你计算机。它们被称为微控制器是因为它们体积小且控制机器、器具等。通过这些器件，可以构建一个"智能"机器，在主计算机上写程序，经由计算机的串行或并行端口将程序下载到微控制器中，然后拆除编程线且使用程序控制机器运行。例如，在微波炉中，一个单独的微控制器具有从键盘读取信息、写信息到显示器中、控制加热元件和存储数据，例如烹调时间等所有的基本要素。

至少有上千种不同种类的微控制器可以使用。其中一些是一次性可编程的(OTP)，这意味着程序一旦被写入 ROM(OTP-ROM)就将不能再被改变。OTP 微控制器使用在微波炉、洗碗机、汽车传感器系统和其他许多不需要改变内部程序的器件中。其他的微控制器可重复编程，意味着存储在 ROM（可能为 EPROM、EEPROM 或闪存）中的微控制器程序在需要时可以被改变——当设计原型或设计需要 I/O 器件的测试指令时非常有用。

微控制器被用在传呼机、自行车灯光闪烁器、数据记录器、玩具（例如飞机和汽车模型）、防抱死刹车系统、VCR、微波炉、报警系统、燃料喷射器、体育设备等中。通过一些编程，可以让机器人回避障碍物、清扫地板、生成各种声音信号——用于说明遇到困难（例如低电压、翻倒等）或完成清扫。微控制器的应用清单是无尽的。

（注意，可以跳到附录 E 以了解微控制器电路举例。）

微控制器的基本结构

图 12.190 所示为许多微控制器的基本要素。它们包括 CPU、ROM（OTP-ROM、EPROM、EEPROM、FLASH）、RAM、I/O 端口、定时电路/引线、中断控制、串行端口适配器（例如 URAT、USRAT）和模拟数字(A/D, D/A)转换器。

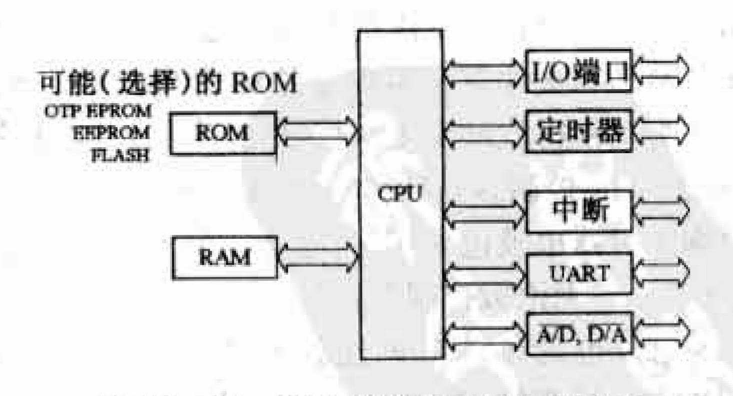


图 12.190 微控制器基本构成简图

CPU 等效于微处理器（经常被称为嵌入式处理器）——它是微控制器中的"思考"元件。CPU 获取用户编入 ROM 中的程序指令，且使用 RAM 存储程序执行期间所需的临时数据。I/O 端口用于连接与 CPU 交换指令的外设。

串行端口适配器用于提供在微控制器和 PC 或在两个微控制器之间的串行通信，它用于控制器件之间不同速率的数据流。在微控制器中使用的串行数据适配器为 UART（通用异步通信接口）或 USART（通用异步同步通信接口），UART 可处理异步串行通信，而 USART 既可处理异步串行通信又可处理同步串行通信。

中断系统用于中断运行中的程序以处理专用事务(被称为中断服务程序)。这使得微处理器可以采样需要立即处理的外部数据——例如外部传感器获得的要求立刻停止的信息(比如温度太高、物体靠的太近等)。

定时/计数器用于"钟控"器件——提供数据移动所需的驱动力。有许多微控制器内建 A/D 和 D/A 转换器——可用于连接模拟传感器,比如温度传感器、应变片、位置传感器等。

微控制器举例:PIC16C56 和 PIC16C57

图 12.191 所示为 Microchip 公司的 PIC16C56 和 PIC16C57 微控制器。如你在内部结构图中看到的那样,两个微控制器都内含 CPU、EPROM、RAM 和 I/O 电路。结构基于寄存器概念——程序和数据使用不同的总线和存储器(哈佛结构)。这使得执行操作可并行发生,当一个指令被预取时,当前指令正在数据总线上执行。

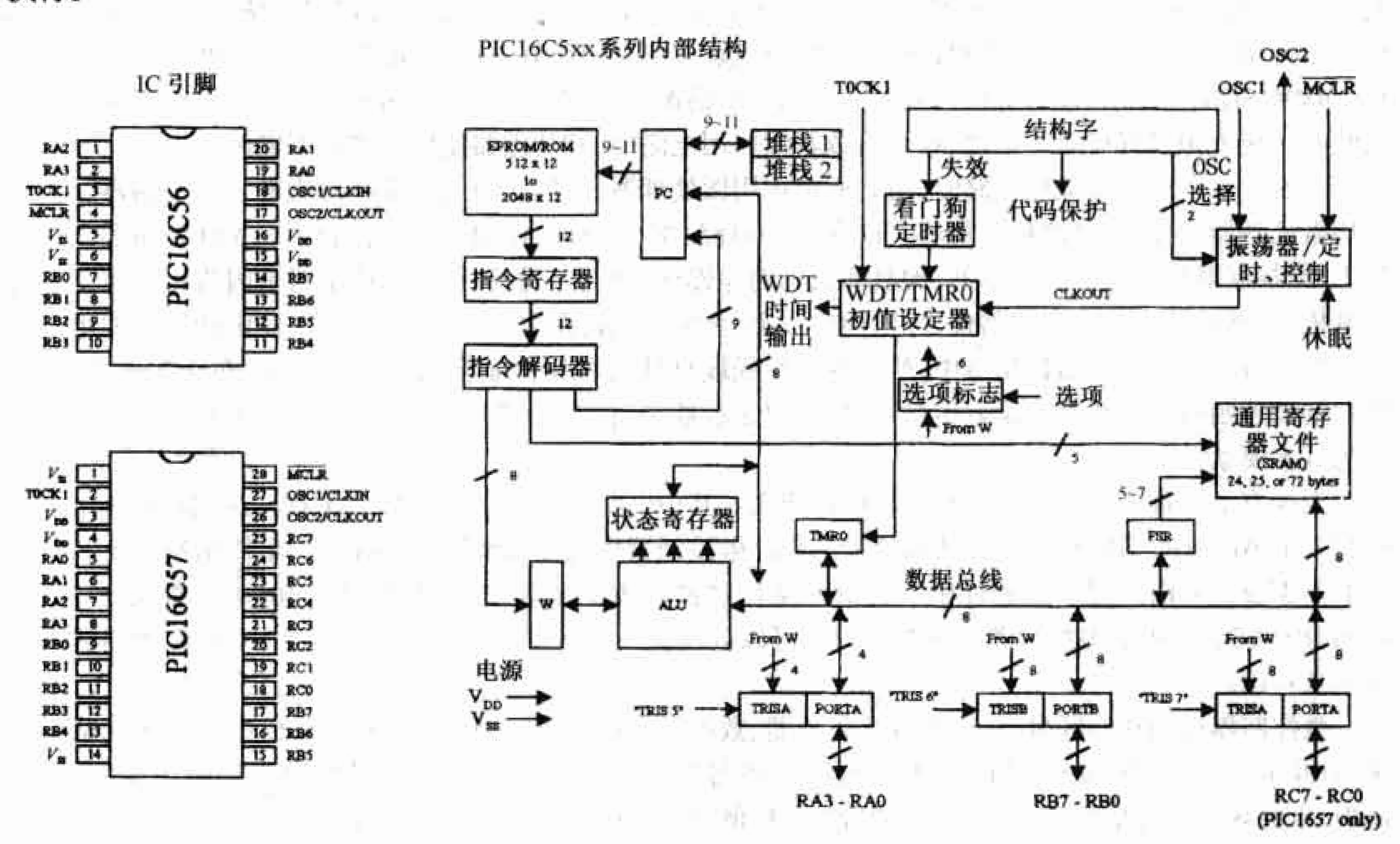


图 12.191　Microchip 公司的 PIC16C56 和 PIC16C57 微控制器

PIC16C56 的程序存储器有 1024 个字节的空间,而 PIC16C57 的存储空间为 2048 个字节。一个 8 位宽的 ALU 包含一个临时工作寄存器来完成保持在工作寄存器和文件寄存器的数据中执行算术和布尔逻辑功能。ALU 和文件寄存器有最多 80 个可寻址的 8 位寄存器组成,且其 I/O 端口与 8 位数据总线相连。

为了使得位移发生(时钟信号生成),PIC 控制器要求一个石英晶体或陶瓷振荡器连接到引脚 OSC1 和 OSC2。PIC 控制器在频率为 20 MHz 的时钟信号作用下可达到 5 百万条指令每秒(5 MIPS)的性能。一个看门狗定时器也被包含在内,它是一个不需要外部元件即可工作的 RC 振荡器。它在时钟信号停止时仍继续运行[illegible]无论微控制器是处于工作还是休眠状态,都可以获得重启信号。

芯片也具有许多可连接到外设(比如亮度传感器、扬声器、LED 或其他逻辑电路)的 I/O 引脚。PIC16C56 具有的 12 个 I/O 引脚可划分为 3 个端口:端口 A(RA0 ~ RA3)、端口 B(RB4 ~ RA0)和端口 C(RC7 ~ RC0)。PIC16C57 比 PIC16C56 多 8 个 I/O 引脚。

微控制器编程

与微处理器一样,微控制器使用一套机器码(1 和 0)指令执行不同的任务——比如加、比较、采样和经由 I/O 端口生成数据。这些机器码指令一般经由与个人计算机相连的编程单元写入内电路板上 ROM (EPROM、EEPROM、Flash)中。但是实际的程序不是使用机器码写出的,而是运行在计算机上的程序编辑器

内用高级语言写出的程序。所用的高级语言可能是流行的通用语言(比如 C 语言)或制造商创造的用于在微控制器中优化了所有特性的专用语言。

使用从制造商那里获得的手册和软件,你可以学习写出人性化的语句来告诉微控制器如何运行。在程序编辑器中输入语句、运行程序,检查语法错误。一旦认为程序写好了,将其保存并且运行编辑程序将其转换为机器语言。如果程序中有错误,编译器可能拒绝执行转换,在这种情况下则必须返回到程序编辑器中并在执行下一步之前改正错误。一旦错误消除并且程序编辑成功,第三件事是将程序加载到微控制器中,这可能要求在物理上将微控制器从电路中移出并将其置于一个经由串行或并行端口与主计算机相连接的专用程序写入单元中。

现在有了另外一种方法来完成这个工作——包括使用一个解释器代替编译器。解释器是一个高级语言转换器,与编译器不同的是它不存在于主计算机中而是存在于微控制器的 ROM 中。这就意味着需要使用一个外部 ROM(EPROM、EEPROM、闪存)存储实际程序,解释器从计算机中接收高级语言代码并且立即解释代码且将被解释的代码(机器代码)传输到外部 ROM 中——在那里它可以被微控制器调用。这看起来好像浪费存储器,因为解释器会占用相当大的片上存储空间,而且使用解释器也明显降低速度——因为不得不从外部存储器中找回程序指令,但是使用解释器可得到一个非常重要的优点:通过使用解释器立即解释数据,一个直接的交互式的联系建立在主程序和微控制器之间,这使得你可以建立程序、立即试验代码的某一部分、通过将程序块实时送到微控制器中测试程序,然后检测代码的特定块是否工作。用于生成源代码的主程序通常具有调试功能——当程序在微控制器中被执行时将错误显示到计算机屏幕上使你发现哪里的程序或硬件可能产生错误。这使得你可以完善程序中的特定任务,比如完善一个声音生成任务、一个步进电动机控制任务,等等。

BASIC Stamp

BASIC Stamp,在核心上是一个内建了软件解释器的微控制器。这些器件也具有外部支持电路,比如 EEPROM、电压调整器、石英晶体振荡器等。BASIC Stamp 是初学者的理想选择,因为它们易于编程、功能相当强大、相对便宜(大约 150 美元)。这些器件在发明家和业余爱好者之间非常流行,你可以在互联网上找到许多有用的文献、应用笔记和完整的经过测试的方案。

BASIC Stamp 最初的封装由 Parallax 公司在 1993 年提出,它在外观上像一张邮票并因此得名。BASIC Stamp 的早期版本是 REV D,而后期改进型为 BASIC Stamp I(BSI)和 BASIC Stamp II(BSII),在下面主要介绍 BSI 和 BSII。BSI 和 BSII 都有一个专用解释器固件内建在微控制器的 EPROM 中,两种封装都使用一个 PIC 控制器,将被运行的应用程序存储在内电路板上的 EEPROM 中。当接通电源,在存储器中运行基本程序,通过将它们连接到一个运行主程序的 PC 上,则可在任何时候对其重新编程。新程序建立后,只需按下相应按键就可将其加载到封装里。输入、输出引脚可连接其他数字器件,例如转换开关、LED、LCD 显示器、伺服和步进电动机等。

BASIC Stamp II(BSII-IC)

BSII 是 28 引脚 DIL 封装的模块(参见图 12.192)。BSII 的"大脑"是 PIC16C57 微控制器——通过一个 PBASIC2 指令对其内置 OTP-EPROM(一次可编程 ROM)永久编程。当对 BSII 编程时,你需要告诉 PIC16C57 在外部 EEPROM 存储器中储存符号——称为记号。当程序运行时,PIC16C57 从存储器中找回记号,将其解释为 PBASIC2 指令且执行这些指令。PIC16C57 可以以每秒 5 百万条机器指令的速度执行内部程序。但是,每条 PBASIC2 指令占据许多机器指令,故 PBASIC2 执行较慢,约为每秒 3000 ~ 4000 条指令。

BSII 有 16 个 I/O 引脚,这些引脚可以和所有 5 V 逻辑器件相连接,从 TTL 到 CMOS(一般而言,它们的属性类似于 74HCT 逻辑门系列)。引脚的方向(输入或输出)在程序中设置,当一个引脚被设置为输出引脚时,BSII 可以发送信号到其他器件上,比如 LED,伺服系统等;当一个引脚被设置为输入引脚时,BSII 可以接收其他器件发送的信号,比如开关、光传感器等。每个 I/O 引脚可流入 25 mA 电流和流出 20 mA 电流,引脚 P0 ~ P7 和 P8 ~ P15,作为引脚组,每个可以流入总共 50 mA 电流或流出总共 40 mA 电流。

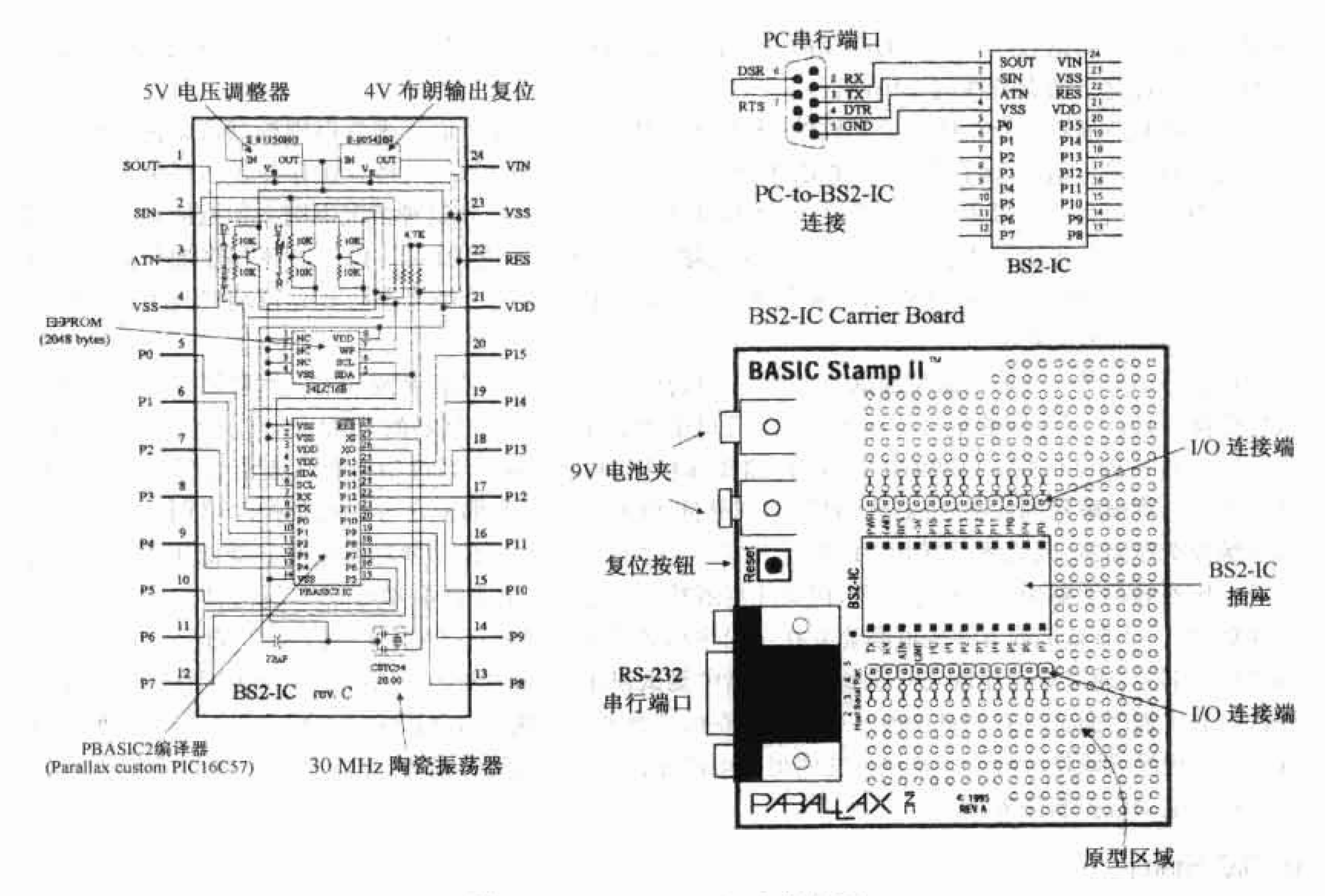


图 12.192　BASIC Stamp 电路全图

2048 字节 EEPROM

BSII 的 PIC 的内置 OTP-EPROM(一次可编程只读存储器)是在生产过程中通过 Parallax 的固件(它将此存储器变为 PBASIC 的解释芯片)进行永久编程。由于它们为解释器,Stamp PIC 将整个 PBASIC 语言永久性地编入它们的内置寄存器中,主程序存储在 EEPROM 中(电可擦除可编程只读存储器),所以此存储器不能被用来存储用户的 PBASIC2 程序。此存储器可在无电源情况下保持数据。在运行时,主计算机生成的 PBSIC2 程序被下载到 BSII 的 EEPROM 中(起始于最高位地址 2047 且向下运行)。很多程序可能不需要整个 EEPROM,这意味着 PBASIC2 可以在 EEPROM 未使用的低位置存储数据。由于程序是从存储器的顶部开始向下存储,数据应从存储器的底部开始向上存取。若两者交迭,Stamp 的主程序将会检测的这个问题并且显示错误信息。

复位电路

BSII 具有一个复位电路。当电源初次接到 Stamp 上时,或由于电池电压不稳定时,则电源提供的电压可能低于所需的 5 V。在此低电压期间,PIC 处于电压丧失状态且有不稳定的趋势。因此,一个复位芯片被加入到设计中,用于强制 PIC 返回到程序的初始位置并一直保持直到电压处于可接受范围内。

供电

为避免提供不稳定的电压到 BSII 上,一个 5 V 调整电路被集成到 BSII 中。调整器接收的电压范围从稍高于 5 ~ 15 V 且将其调整为固定的 5 V 状态。它提供最大 50 mA 的电流。调整后的 5 V 电压可在输出端 V_{DD} 获得,可用于对电路的其他部分供电——只要所需电流不超过 50 mA。

BSII 与主 PC 的连接

对 Stamp 编程需要将其与运行主程序的 PC 相连接,以允许用户写、编辑、下载和调试 PBASIC2 程序。PC 和 BSII 通过一个 RS-232(COM 端口)接口相互通信,接口由引脚 SIN、SOUT 和 ATM(串行输入、串行输出)

组成。在编程期间,主程序对 ATM 输入正脉冲将 PIC 复位,然后再通过 SIN 传输一个信号到 PIC 上以表明它要下载一个新程序。PC 到 BSII 的连接器接线图如图 12.192 所示。此连接允许 PC 复位 PIC 以便编程、下载程序和接收 BSII 的调试数据。连接的附加引脚对,DB9 插座的引脚 6 和 7,可以使 BSII 的主程序鉴别端口所连接的是哪一个 BSII。对 BSII 编程时通常使用一个专用的 BSII 连接板,连接板具有 I/O 连接端、BSII-IC 插座、9 V 的电池夹和一个 RS-232 串行端口连接器,如图 12.192 所示。

PBASIC 语言

虽然 BASIC Stamp 的名字中含有"BASIC",但是不能使用 Visual Basic 或 QBASIC 对其编程。它不具有图形用户界面、硬件驱动和许多 RAM。BASIC Stamp 必须使用 Parallel 的 BASIC (PBASIC),它是专门设计用来开发 BASIC Stamp 的,PBASIC 是人们熟悉的 BASIC 编程语言的混合形式。目前,有两种版本的 PBASIC,用于 BASIC Stamp I 的 PBASIC1 和用于 BASIC Stamp II 的 PBASIC2。每个版本都是专门设计用来充分利用运行它的硬件的固有特性。PBASIC 被称为"混合"是因为它除了包含一些标准 BASIC 控制结构的简化形式外,也包含用于有效控制 I/O 引脚的专用命令。PBASIC 是一种易于掌握的语言且有许多熟悉的指令,例如 GOTO,FOR…NEXT 和 IF…THEN。它也包括一些 Stamp 专用指令,例如 PULSOUT,DEBUG,BUTTON 等。这些将在后面讲述。

被写入到 BASIC Stamp 中的实际程序首先应使用 PBASIC1(对于 BSI)或 PBASIC II(对于 BS II)编辑器软件写出,该软件可以运行在使用 SoftPC 或 SoftWindows 2.0 的 IBM 兼容机或 Macintosh 上。在编写应用程序所需的代码之后,只需要连接 Stamp 到计算机的并行或串行端口,对 Stamp 供电,在编辑器程序中按下 ALT-R 即可将代码下载到 Stamp 中。当代码被成功下载后,它从代码的第一行开始执行程序。

Stamp 可存储的程序大小是受限的。BSI 有 256 个字节的程序存储空间,可以存储大约 80 ~ 100 行 PBASIC 代码。BSII 有 2048 个字节的程序存储空间,可以存储大约 500 到 600 行 PBASIC 代码。Stamp 的程序存储器数目不能被扩展,因为解释芯片(PIC)认为存储器及其大小都是固定的。但是数据存储器可以扩展。可以将 EEPROM 或其他存储器件连接到 Stamp 的 I/O 端口以获得更多数据存储区间。这需要在 PBASIC 程序中提供恰当的代码以使得 Stamp 和外部存储器件之间可以通信。扩展的数据存储器通常使用在监视和记录数据的 Stamp 应用中(例如环境扫描器具中)。

调试

对 PBASIC 程序进行调试,BASIC Stamp 编辑器具有两个便利的特性——语法检测和一个 DEBUG 命令。语法检测发现所有的语法错误并且在将程序下载到 BASIC Stamp 时自动执行检测,语法错误将使得下载进程中断并显示错误信息、指出源代码中的错误。DEBUG 命令,不同于语法检测,是一个被写入程序中用以找出逻辑错误的指令——逻辑错误由设计者不小心造成且 Stamp 不能发现。DEBUG 执行类似于 BASIC 语言中的 PRINT 命令并且可以显示 PBASIC(当在 BASIC Stamp 中被执行时)程序中特定变量的当前状态。如果你的 PBASIC 代码包含一个 DEBUG 命令,编辑器在下载进程的底部打开一个专用窗口以显示结果。

PBASIC II 编程语言概述

PBASIC II 语言,与其他高级语言一样,包括定义变量和常数、使用地址标志、数学和位操作以及各种指令(例如分支、循环、数字处理、数字 I/O、串行 I/O、模拟 I/O、声音 I/O、EEPROM 存取、时间、功率控制等)。下面简要介绍 PBASIC II 语言的各要素:

注释:注释可以被加入到程序中以描述操作。它们以省略符(')开始且直到行的末端。

变量:它们是存储器中的位置——程序可使用它们存储和找回数字。这些变量的范围受限制。变量在程序中被使用之前必须被声明。声明变量的常用方法是使用 VAR 指示,格式为:

```
symbol   var  size
```

symbol 可以是以字母开始的任何名字,也可以是字母、数字和下画线的混合;但是不能与 PBASIC 的关键字或程序中使用的标志相同;size 是建立变量存储时所包含的位数。PBASIC2 认可四种 size:bit(1 位)、nib(4 位)、byte(8 位)和 word(16 位)。下面是一些例子:

```
'Declare variables.
sense_in      var bit      'Value can be 0 or 1.
speed         var nib      'Value in range 0 to 15.
length        var byte     'Value in range 0 to 255.
n             var word     'Value in range 0 to 65535.
```

常数:常数是不能改变的值,它们在程序开始时被分派,并且在程序中可以用于代替它们所代表的数。声明常数可以通过使用 CON 指示来完成。

```
beeps          con  5        'number of beeps
```

默认时,PBASIC II 默认数字为十进制。但是也可以通过使用前缀定义使用二进制和十六进制数。例如,当前缀"%"置于一个二进制数之前时(例如%01110111),数字将作为二进制数对待,而不是十进制。定义十六进制数使用前缀"$"(例如$EF)。PBASIC II 也自动将引用的文本转换为相应的 ASCII 码。例如,定义一个常数为"A"将被自动解释为 A 的 ASCII 码(65)。

地址标志:在程序中编辑器使用地址标志代替地址(位置)。这与一些版本的 BASIC(使用行数字)不同。一般而言,地址标志可以是字母、数字和下画线的任意组合。但是标志的首字符不能是数字,且标志不能与保留字(比如 PBASIC 指令或变量)相同。程序可以被转到地址标志所代表的位置并且执行接下来的指令。地址标志后面应跟一冒号(例如 loop:)。

数学操作:PBASIC II 使用两种操作:一元操作和二元操作。

一元操作优先于二元操作。因此,应首先执行一元操作。例如,在表达式 10-SQR 16 中,BSII 首先求 16 的平方根然后再执行减法运算。

一元操作符

ABS　求绝对值
SQR　求平方根值
DCD　2^n 位权解码器
NCD　求所对应十六进制数的优先编码
SIN　求正弦函数值
COS　求余弦函数值

二元操作符

\+　加法
\-　减法
/　除法
//　求除法运算的余数
*　乘法
* *　求乘法运算值的高 16 位
*/　乘以 8 位整数和 8 位小数
MIN　设最小值
MAX　设最大值
DIG　返回值的某一位
<<　左移位
>>　右移位
REV　求反
&　按位与



| 按位或
∧ 按位异或

BSII 中使用的基本指令

分支指令

指令	说明
IF 条件 THEN 地址量	判断条件,若为真,转移到程序中地址量所表明的位置[包括:=, < >(不等于), > , <1, > = , < =]。
BRANCH 偏移量,[地址 0,地址 1,…地址 N]	转移到偏移量所确定的地址(若在范围内)。
GOTO 地址量	转移到程序中地址量所表明的位置。
GOSUB 地址量	存储 GOSUB 语句后下一条指令的地址,然后转移到程序中地址量所表明的位置。
RETURN	从子程序中返回。
循环指令	
FOR 变量名 = 初始值到结束值{STEP 步变化}…NEXT	生成一个循环重复执行 FOR 和 Next 之间的语句,每循环一次,根据步变化语句增加或减少变量的值,当变量值超过结束值时循环结束。
数值指令	
LOOKUP	查询指针所指的值并将其存储在一个变量中。如果指针超过列表中此项指针的最高值,变量不受影响。列表中最多可包括 256 个值。
LOOKDOWN	
RANDOM 变量名	
数字 I/O	
INPUT 引脚名	使得特定引脚作为输入引脚。
OUTPUT 引脚名	使得特定引脚作为输出引脚。
REVERSE 引脚名	若一个引脚已经为输出引脚,则使得其为输入引脚;若一个引脚已经为输入引脚,则使得其为输出引脚。
LOW 引脚名	使得特定引脚输出低电平。
HIGH 引脚名	使得特定引脚输出高电平。
TOGGLE 引脚名	颠倒一个引脚状态
PULSIN 引脚名,状态,结果变量	以 2 μs 为单位测定脉冲宽度
PULSOUT 引脚名,时间	通过颠倒一个引脚的状态一段时间(2 μs 的倍数)输出一个定时脉冲
BUTTON 引脚名,按下状态,延迟,速度,字节变量,目标状态、地址	等待按键输入,自动重复。若按键处于目标状态,则转移到地址。按键电路可以是低电平有效或高电平有效。
SHIFTIN d 引脚名,从引脚名,模式,[结果{\位}{,结果{\位}…}]	从同步串行器件中移入数据。
SHIFTOUT 引脚名,从引脚名,模式,[结果{\位}{,结果{\位}…}]	移出数据到同步串行器件中。
COUNT 引脚名,时段,变量名	统计在时段中特定引脚的循环(0-1-0 或 1-0-1)数目和毫秒数,并将数据存储在变量中。
XOUT m 引脚名,z 引脚名,[机构\调节 OR 命令	生成 X-10 功率线控制代码。

{\循环}{,机构\调节 OR 命令{\循环}…}]

串行 I/O

SERIN r引脚{\f引脚}, 波特模式,{plabe} {timeout,tlabe,}{输入数据}	接收异步串行传输。
SEROUT tpin,baudmode, {pace,}{输出数据}	以任意字节速度和流量控制发生串行数据。

模拟 I/O

PWM 引脚名,任务,循环	输出快速脉宽调制,然后返回引脚到输入端。此指令可用于使用电容器和寄存器输出模拟电压(0~5 V)。
RCTIME 引脚名,状态,结果变量	测量一个 RC 充放电时间。可以用于电位计测量。

声音

FREQOUT 引脚名,期间, 频率1{,频率2}	在特定期间生成1或2个正弦音调。
DTMFOUT 引脚名, {起始时间,结束时间,} {,音调…}	生成双音调,多频音调(DTMF,例如电话"接触"音调)

EEPROM 存取

DATA	在下载 PBASIC 程序之前存储数据到 EEPROM 中
READ 位置,变量名	读 EEPROM 位置并将值存储在变量中。
WRITE 地址字节	写1字节数据到 EEPROM 的恰当地址。

时间

PAUSE 毫秒	将程序暂停一些毫秒(0~65 535 ms)。

功率控制

NAP 期间	进入休眠模式,在无负载驱动情况下,功耗降低到 50 μA,时间长短为(2 期间)×18 ms。
SLEEP 秒	休眠 1~65 535 秒以降低功耗到约 50 μA。
END	休眠直到与电源或与 PC 连接,功耗为约 50 μA。

程序调试

DEBUG 输出数据{,输出 数据…}	在 PC 屏幕上显示 BSII 主程序中变量和信息;输出数据由下面的一或多相组成:文本串、变量、内容、表达式、格式化、和控制字符。

使用 BASIC Stamp II 制造机器人

为了说明使用 BASIC Stamp II 制造令人感兴趣的器具是非常简单的,让我们来看一个机器人应用。在此应用中,主要目标是阻止机器人撞上物体。机器人无目的地到处移动,当机器人靠近一个物体时,假如在左边,机器人应停下、倒退并向另外一个方向运动。在此例子中,一个 BSII 作为机器人的大脑,两个连接到轮子上的伺服系统作为机器人的腿,一对红外线传感器作为它的眼睛,一个压电扬声器作为发声系统。图 12.193 所示为完成的机器人电路。

伺服系统

机器人方向上的移动由左右伺服电动机控制——它们可以提供 360°的旋转(伺服电动机将在第 13 章讨论)。控制伺服电动机要求生成宽度在 1000~2000 μs 之间间隔约为 10~20 ms 的脉冲信号。对于此例中的伺服电动机,当发送到伺服电动机控制线上的脉冲宽度被设为 1500 μs 时,伺服系统居中——它不移动。如果脉冲宽度减少,假如为 1300 μs,伺服电动机顺时针旋转。如果脉冲宽度增加,假如为 1700 μs,伺服电动机逆时针旋转。

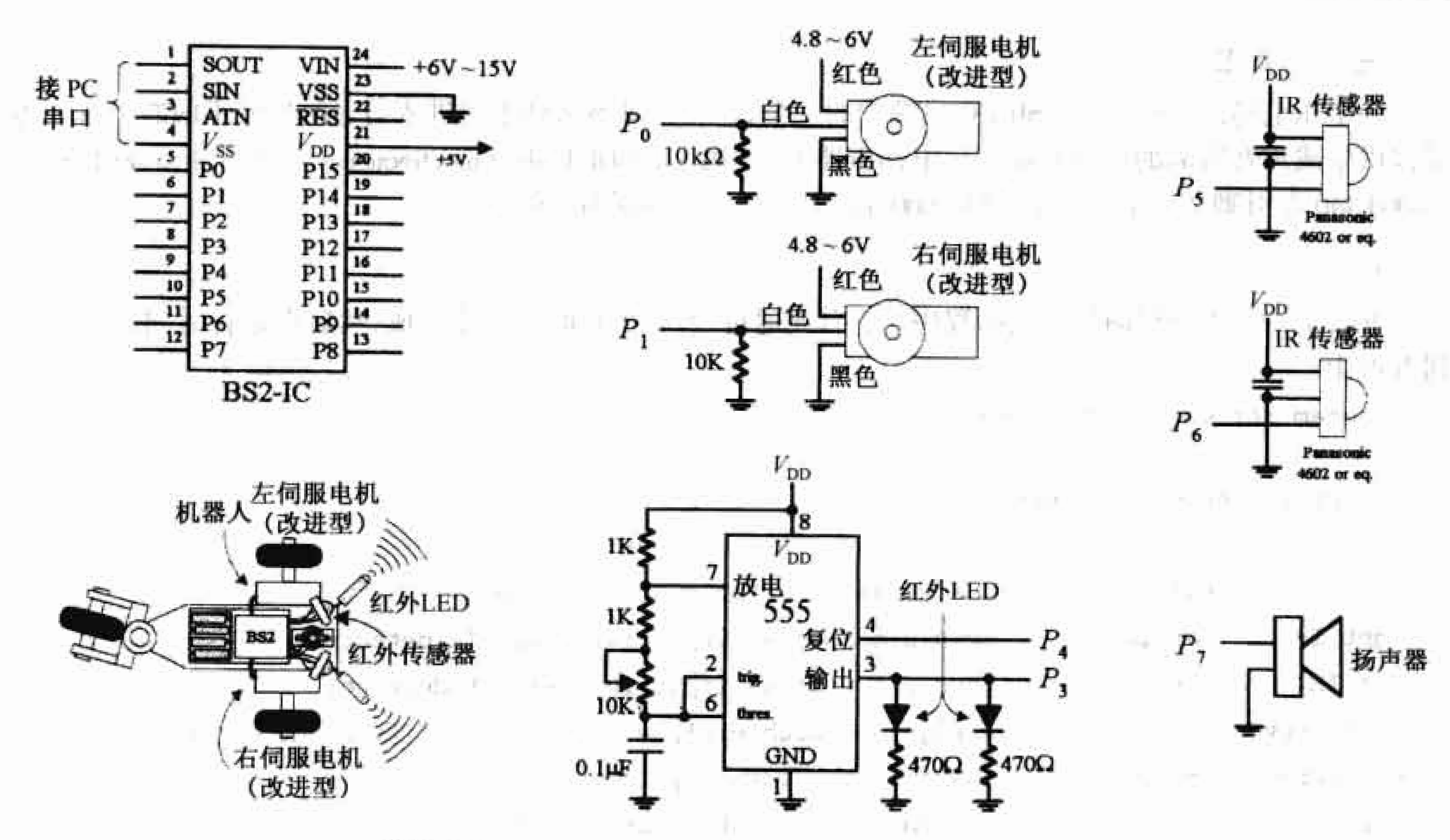


图 12.193 用于制造避物机器人的元件及其连接方式

用于驱动机器人中伺服电动机的实际信号由 BSII 通过使用 PLUSOUT pin, time1 和 PAUSE time2 指令生成。pin 代表与伺服电动机控制线相连接的 BSII 特定引脚，而 time1 代表该引脚保持为高电平的时间。注意，对于 PLUSOUT 指令，置于 time1 位置的十进制数实际上只代表脉冲为高电平时间的一半——单位为微秒。例如 PLUSOUT 1, 1000 表示 BSII 将是引脚 1 为高电平 2000 μs，或 2 ms。对于 PAUSE 指令，置于 time2 位置的十进制数代表中断时间——单位为毫秒。例如，PAUSE 20，代表 20 ms 的暂停。图 12.194 所示为用于生成控制伺服系统所需波形的 BSII 码示例。

```
BS2 code            Comments
pulsout 1, 750      'pulse width of 1500us on pin 1
pause 20            'pause for 20 ms

pulsout 1, 650      'pulse width of 1300us on pin 1
pause 20            'pause for 20 ms

pulsout 1, 850      'pulse width of 1700us on pin 1
pause 20            'pause for 20 ms
```

IR 传感器和接收器

机器人的目标检测系统由左右红外线(IR)LED 传感器和 IR 检测模块组成。IR LED 经由 555 定时器以非常高的频率闪烁，在此例中为 38 kHz，每个周期一半时间点亮。选择此频率主要是为了避免与其他家用红外线光源（主要为白炽灯）相互干扰（许多类型的 IR LED 传感器可以使用在此机器人中，使用不同的频率它们可能工作得更好）。LED 发射的 IR 光子遇到机器人路径中的物体后反弹并反射到 IR 检测器模块中。当一个检测器模块收到光子时，与模块相连的 BSII 引脚变为低电平（BSII 每秒钟仅能执行约 4000 条指令，而检测器模块每秒生成的脉冲数为 38 000，在此情况下 BSII 接收的脉冲实际数目将较少，约为 10 或 20）。

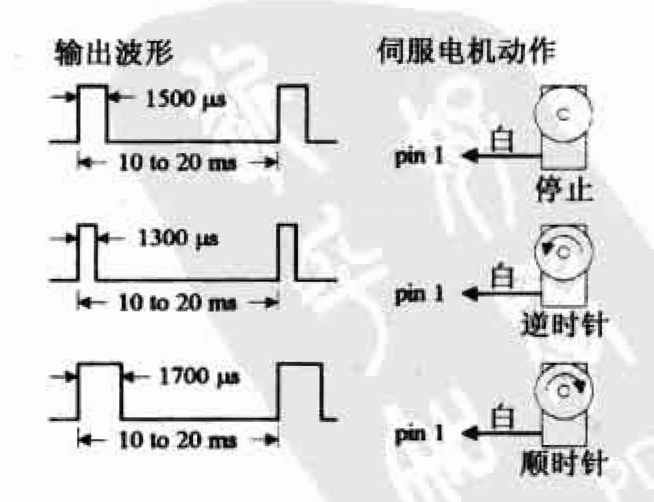


图 12.194 用于生成控制伺服系统所需波形

压电扬声器

一个压电扬声器连接到 BSII I/O 终端中的一个,用于在机器人处于前进或后退时生成不同的声音。为了提供生成声音所需的正弦波形到压电扬声器上,使用 FREQOUT pin,time,frequency 指令。指令 FREQOUT 7 1000 440 在引脚 7 上生成一个持续 1000 ms 的频率为 440 Hz 的正弦波。

程序

下面是一个用于控制机器人的程序。它首先通过使用 PBASIC 主程序生成,然后在运行时间内被下载到 BSII 上。

```
'Program for object-avoiding robot

'Define variables and constants
'-----------------------------------------------------------------------------------------
n             var word    'n acts as a variable that changes.
right_IR      var in5     'Sets pin 5 as an input for right IR detector.
left-IR       var in6     'Sets pin 6 as an input for left IR detector.
right_servo   con 0       'Assigns 0 which will be used to identify right servo.
left_servo    con 1       'Assigns 1 to identify left servo.
IR_out        con 3       'Assigns 3 to identify IR output.
delay         con 10      'A constant that we be used in program.
speed         con 100     'Used to set servo speed.
turn_speed    con 50      'Used to set turn speed of robot.
'Main program
'-----------------------------------------------------------------------------------------
high IR_out                                      'Sets pin 6 "high"
pause 50                                         'Pauses for 50 milliseconds
sense:                                           'Label used to specify IR-sense routine.
if left_IR = 0 and right_IR = 0 then backup      'Object in path, jump to back_up routine.
if left_IR = 0 then turn_right                   'Object on left side, jump to turn_right routine.
if right_IR = 0 then turn_left                   'Object on right, jump to "turn_left" routine.

'Sound Routines
'-----------------------------------------------------------------------------------------
forward_sound:                        'Label
freqout 7,1000, 440                   'Generate 1000ms, 440 Hz tone on pin 7

back_sound:                           'Label
freqout 7,1000,880                    'Generate 1000ms, 880 Hz tone on pin 7

'Motion routines
'-----------------------------------------------------------------------------------------

forward:                              'Label used to specify forward routine.
gosub forward_sound                   'Tells program to jump to forward sound subroutine.
debug "forward"                       'Tells stamp to display the word "forward" on debug window.
pause 50                              'Pause for 50ms.
for n = 1 to delay*2                  'For…Next loop that starts x = 1 and repeats until x = 20.
pulsout left_servo, 750-speed         'Make left servo spin to make robot move forward.
```

```
pulsout right_servo, 750+speed        'Make right servo spin to make robot move forward.
pause 20                              'Pauses for 20ms, path of servo control.
next                                  'End of For…Next loop.
goto sense                            'Once forward routine is finished go back to sense routine.

backup:                               'Label used to specify back-up routine.
gosub backup_sound                    'Tells program to jump back-up sound subroutine.
debug "backward"                      'Displays "backward" on the debug window.
pause 50                              'Pause for 50ms to ensure
for n = 1 to delay*3                  'For…Next loop that starts x = 1 and repeats until x = 60
pulsout left_servo, 750+speed         'Makes left servo spin to make robot move backward.
pulsout right_servo, 700-speed        'Makes right servo spin to make robot move backward.
pause 20                              'Pauses for 20ms, part of servo control.
next                                  'End of For…Next loop.

turn_left:                            'Label used to specify turn-left routine.
debug "left"                          'Displays "left" on the debug window.
pause 50                              'Pause for 50ms.
for x = 1 to delay*1                  'For…Next loop that starts x = 1 and repeats until x = 10.
pulsout left_servo, 750-turn_speed    'Makes left servo spin to make robot turn left.
pulsout right_servo, 700-turn_speed   'Makes right servo spin to make servo spin left.
pause 20                              'Pause for 20ms, part of servo control.
next                                  'End of For…Next loop.
goto sense                            'Once left-turn routine is finished, jump back to sense.
turn_right:                           'Label used to specify turn-right routine.
debug "right"                         'Displays "right" on debug window.
pause 50                              'Pause for 50 ms.
for x = 1 to delay*1                  'For…Next loop.
pulsout left_servo, 750+turn_speed    'Makes left servo spin to make robot turn right.
pulsout right_servo, 750+turn_speed   'Makes right servo spin to make robot turn right.
pause 20                              'Pause for 20 ms, part of servo control.
next                                  'End of For…Next loop
goto sense                            'Once right-turn is finished, jump back to sense.
```

BASIC Stamp I(BSI IC)

图 12.195 所示为前面已经简要介绍过的 BASIC Stamp I(BSI)。这个器件是 BSII 的前一代,但是仍然被广泛使用,所以在这里也做一个简单介绍。BSI 与 BSII 的绝大多数特性相同,但它仅有 8 个 I/O 引脚而不是 16 个,它使用 PBASIC1 进行编程而不是 PBASIC2,而且它与主计算机的连接经由并行接口而不是串行接口。它的指令设置较小、速度较慢,可用于 RAM 中的变量数也较少。

使用 BASIC Stamp 所需的东西

它包括编程软件、编程线、使用手册、BASIC Stamp 模块和合适的开发板(可选)。如果你对某个 Stamp (BASIC Stamp I 或 II)感兴趣,可购买启动工具包。这些工具包包含上面列举的所有 5 项,价格比分开购买各个部分便宜。但是如果 BASIC Stamp I 和 II 你都想使用,最好购买 BASIC Stamp 编程包(包含使用手册、软件、可用于两种版本 Stamp 的编程线),然后再购买 BASIC Stamp 模块和开发板(分别购买,可选)。

学习更多关于 BASIC Stamp 的知识

要完全了解对 BASIC Stamp 编程所需的所有细节,需要阅读用户手册。但是当你为初学者时,只阅读用户手册不是最好的学习策略,在这里我们推荐访问网站 www.stampsinclass.com。在这个网站上你将会找到一系列指南,也有用户手册,并且可以下载。指南用易懂的英语写作并且假定读者对微控制器(或与此

相关的电子技术)并不了解。另一个学习关于 BASIC Stamp 更多知识的方法是 Scott Edwards 的著作《编程和定制化 BASIC Stamp 计算机》(McGraw-Hill)。这本书也是面向初学者且易于理解。

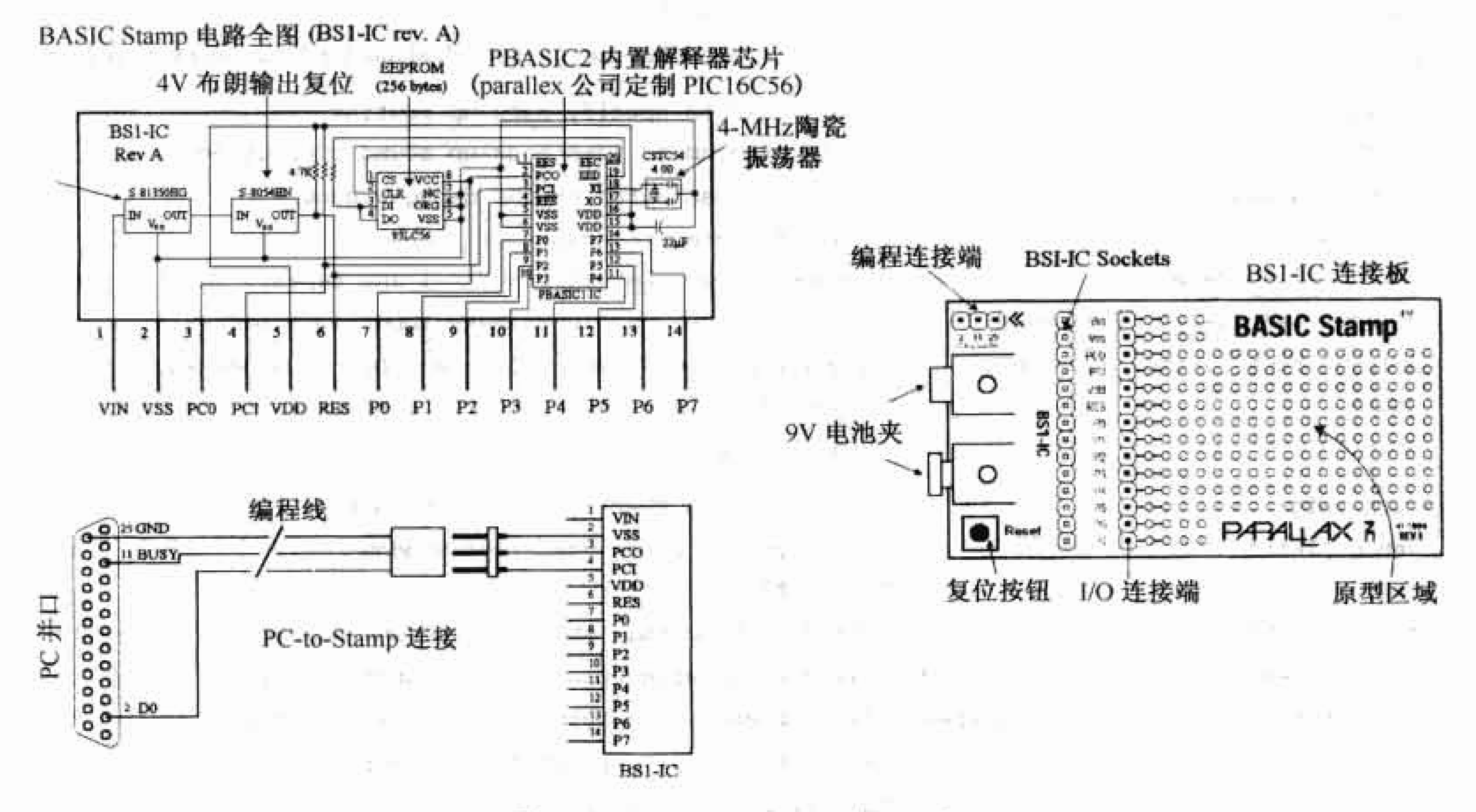


图 12.195 BASIC Stamp I(BS1 IC)

大量制造

BASIC Stamp 电路的主要元件是 PIC(内有 CPU 和存储 PBASIC 解释器的 ROM)、外置 EEPROM(存储程序)等。在大规模制造中,一般去掉外部存储器、拿掉程序解释器、将编译的 PBASIC 代码直接下载到 PIC 中——可以节省空间和费用。当制造时,BASIC Stamp 的编辑器软件包含一个特性——使用 Parallax 的 PIC16Cxx 编程器将程序 PBASIC 代码直接写入 PIC 微控制器(开始所讲的 Stamp 的主要优点是易于调整代码、测试输出程序块且可立即发现其是否工作——在制造原型机时一个很主要的特性。相比较下,使用 PIC 建立原型时,检查错误变得非常困难,这是因为你必须一次性编译所有代码——而又不能测试代码块)。

其他值得考虑的微控制器

在市场上有许多不同制造商生产的数以千计的微控制器。每个制造商有许多不同的器件,每一个设计以不同的特征,使得它们适合不同的应用。

也许业余爱好者使用得最广泛的微控制器是 Microchip 的 PIC。这些微控制器相对容易编程、廉价,并且有许多开发软件可以使用。CMOS PIC 微控制器有一个非常完整的产品线——产品特性不同。

Microchip 提供一个 PICSTART Plus 编程器。这是一个入门级开发工具包,可支持 PIC12C5XX,PIC12CX,PIC16C5XX,PIC12C6X,PIC16C,PIC17C,PIC14000,PIC17C4X 和 PIC17C5X。PICSTART Plus 编程器工具包包括 RS232 连接线、电源、PIC16C84 EEPROM 微控制器示例、软件和使用手册。Microchip 的网站有更多细节。

微控制器的主要生产商包括摩托罗拉、日立、英特尔、NEC、飞利浦、东芝、德州仪器、(美国)国家半导体公司、三菱、齐格洛等。下面是一些值得注意的微控制器。

8051(英特尔和其他厂家)

8051 是一个非常流行的微控制器,它具有修改后的哈佛结构(数据存储器和程序存储器地址空间分开)和 64 KB 的存储空间。此芯片功能强大且易于编程,有许多开发软件,商业的和免费的都有。在流行的爱好者杂志中经常使用其来构建方案。

8052AH-BASIC

在业余爱好者中比较流行，与 BASIC Stamp 一样，易于使用。

68HC11(摩托罗拉)

这是一个流行的8位微控制器，根据型号的不同，具有各自不同的内建 EEPROM/OTPROM、RAM、数字 I/O、定时器、A/D 转换器、PWM 生成器、脉冲累加器，以及同步和异步通信通道。

COP800 系列[(美国)国家半导体公司]

基本系列为静态8位微控制器，包含系统定时、中断逻辑、ROM、RAM 和 I/O。根据器件的不同，包括8位映射存储器结构、串行 I/O、UART、映射存储器 I/O、16位定时/计数器、多元引导中断、比较器、看门狗定时器和时钟监视器、调节器/定时器、8通道 A/D 转换器、电压保护、中断模式和大电流 I/O 引脚。此系列的大多数成员工作电压超过 2.5~6.0 V 范围。

DS5000/DS2250(DALLAS 半导体)

只需要添加一个石英晶体和两个电容即可组建一个工作系统。这个芯片完全使用非易失性 RAM。

TMS370(德州仪器)

与8051一样，有256个寄存器、A 和 B 两个累加器、寄存器中的堆栈等。外围设备包括 RAM、ROM(掩模、OTP 或 EEPROM)、两个定时器、SCI(同步串行端口)、SPI(异步串行端口)A/D(8位8通道)以及中断。

评估工具包/板

许多制造商提供装配好的评估工具包或开发板，使你可以使用 PC 作为主开发系统，如在 Parallax 的 BASIC Stamp 中介绍的一样。其他一些常用的评估工具包/开发板如下所示。

摩托罗拉的 EVBU、EVB、EVM、EVS

这是基于68HC11的一系列非常流行的评估/开发系统。随着 BUFFALO 监视器和开发软件的发展而发展。通常使用在大学课堂上。

摩托罗拉 68705 初学者工具包

摩托罗拉提供完全的开发系统——软件、硬件、模拟器、仿真器、使用手册等——约100美元。

(美国)国家半导体公司的 EPU

COP8780 评估/编程单元(EPU)提供给你一个用于(美国)国家半导体公司的 COP BASIC 系列的8位控制器的低价格开发工具。这个系统包含 EPU 板、汇编和调试软件、代码示例、C 编译器、供电电源、文件等。

第 13 章　直流电动机、遥控伺服系统和步进电机

电子技术中最有趣的事情之一就是使机械装置"运动"。有三种常用设备可使"物体运动",它们分别是直流电动机、遥控伺服系统和步进电机(参见图 13.1)。

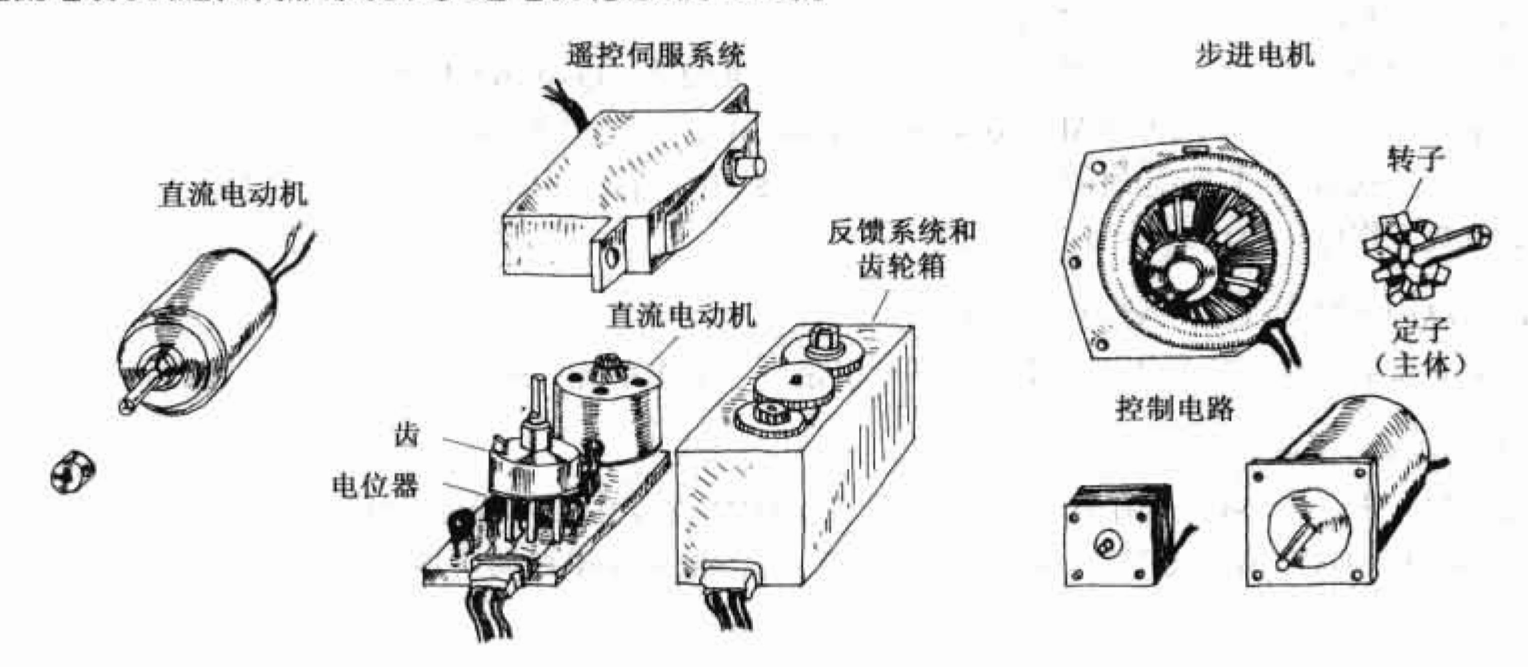


图 13.1　常用的小型直流电动机和伺服系统

13.1　直流电动机

直流电动机是有两根引线的电控设备。它有一根转轴,可配上齿轮、推进器等。直流电动机旋转速度相当大,如果要改变它们的旋转方向(比如顺时针变为逆时针旋转),只要改变它们两根导线的电源极性就可以了。在低速运行时,直流电动机产生转矩小,仅实现微位移控制。直流电动机不适合于定位控制系统。

直流电动机有多种形状和外形尺寸可供选择。大多数直流电动机的转速为 3000 ~ 8000 转/分。它们的额定工作电压一般是 1.5 ~ 24 V。在额定电压下,电动机的工作效率最高。在实际应用中,可以通过改变工作电压,来调节电动机的转速。一般情况下,实际工作电压小于额定电压的 50%,电动机就会停转;实际电压大于额定电压的 30%,电动机就会过热,甚至损坏。在实际使用中,脉宽调制(高速开/关电动机)可以提高电动机的工作效率。通过控制脉冲宽度或脉冲周期可以控制电动机的转速。在没有负载的情况下,电动机线圈中只有少量的电流。一旦接入负载,流过电动机线圈的电流就会增大(增长到 1000%,甚至更多)。电动机生产厂商一般会提供"停转电流"参数,该参数表明当电流降低到"停转电流"时,电动机将停转。另外一个参数是额定转矩,该参数用来描述电动机驱动负载能力的大小。额定转矩越大,电动机驱动负载能力越强。电机额定转矩常用单位是磅/英尺、克/厘米和盎司/英寸。

13.2　直流电动机的转速控制

对直流电动机的控制,一种很简单的方法是利用一个分压器来控制加在电动机两端的电压[如图 13.2(a)所示]。根据欧姆定律,电位器电阻增加,电流减小,使电动机转速降低。然而,用电位器控制电流将是不经济的。因为电位器电阻的增加,将会导致电能转换为热量的增加。电动机减速而产生的热量是十分不利的,它不仅消耗能量,且会损坏电位器。另一种看起来好但效率低的转速控制方法是用晶体管放大器,结构如图 13.2(b)所示。然而,这里问题仍然存在,当集 – 射极电阻增加时,晶体管的发热问题就相当严重,很有可能将晶体管损坏。

为了提高效率和防止器件烧毁，可将类似于开关电源的方法用于电动机转速的控制。该方法的原理是把原来的直流供电改成脉冲供电，只要控制脉冲的宽度和频率就可以控制电动机的转速。用这种方法，任何情况下任何元器件都可以长时间工作。图 13.3 给出了三种产生电动机转速控制所需的脉冲。

在图 13.3(a)所示电路中，用单结晶体管(UJT)组成振荡器来产生脉冲序列，以控制可控硅整流器(SCR)的开/关。欲改变电动机的转速，只要改变振荡器的 RC 时间常数即可。

图 13.2　简易直流电机的转速控制

在图 13.3(b)所示电路中，用一对与非门组成振荡器来驱动一个增强型 MOS 管以控制电动机。与图 13.3(a)一样，电动机的转速也是由振荡器的 RC 时间常数决定的。注意：只要把左边的与非门的输入引脚接出，它就可以当成电动机的控制开关来使用。

图 13.3(c)电路是用 555 时基电路构成一个方波发生器来驱动 MOS 晶体管。借助 6 脚和 7 脚之间接入的二极管，将 555 设置成低占空比的周期工作模式。脉冲的频率及占空比由 R_1、R_2 和 C 决定。相关参数的计算公式在电路图的右下方。

直流电动机速度微控制器在附录 E 中可找到。

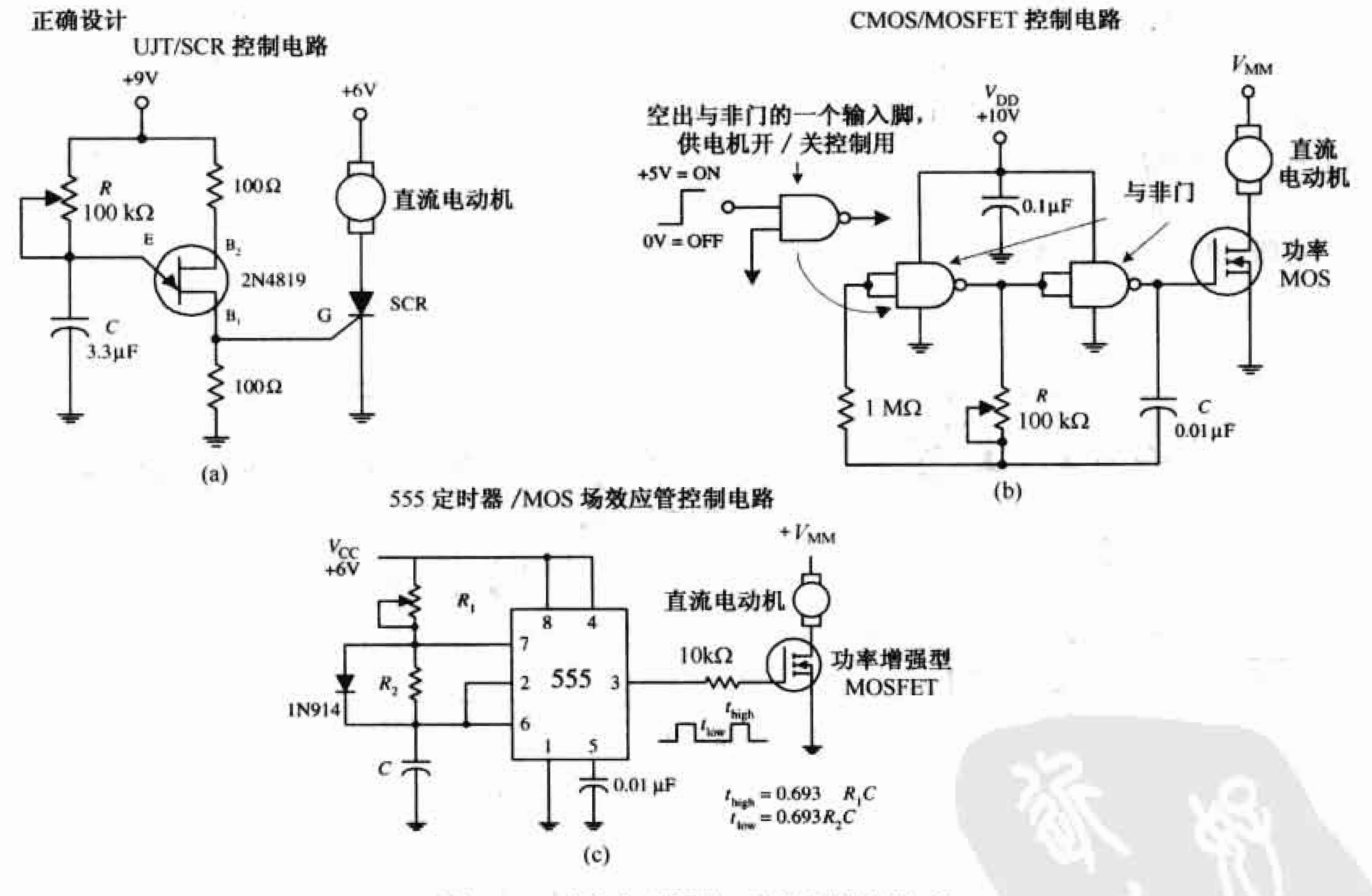


图 13.3　直流电动机的三种转速控制方法

13.3　直流电动机的转向控制

为了控制电动机的旋转方向，电动机两根引线的极性必须可以互换。最简单的方法就是使用一个双刀双掷开关，如图 13.4(a)所示。如果不想用继电器，推挽式电路也可以完成所需要的功能，如图13.4(c)所示。图中使用两个晶体管(一个 NPN 管，一个 PNP 管)。当输入为低电平(+5 V)时，上面 NPN 管导通，电

流从 + V_{CC}经过 NPN 管、电动机流向地。当输入为低电平(0 V)时,下面的 PNP 管导通,电流从地经过电动机、PNP 管流向负电源。

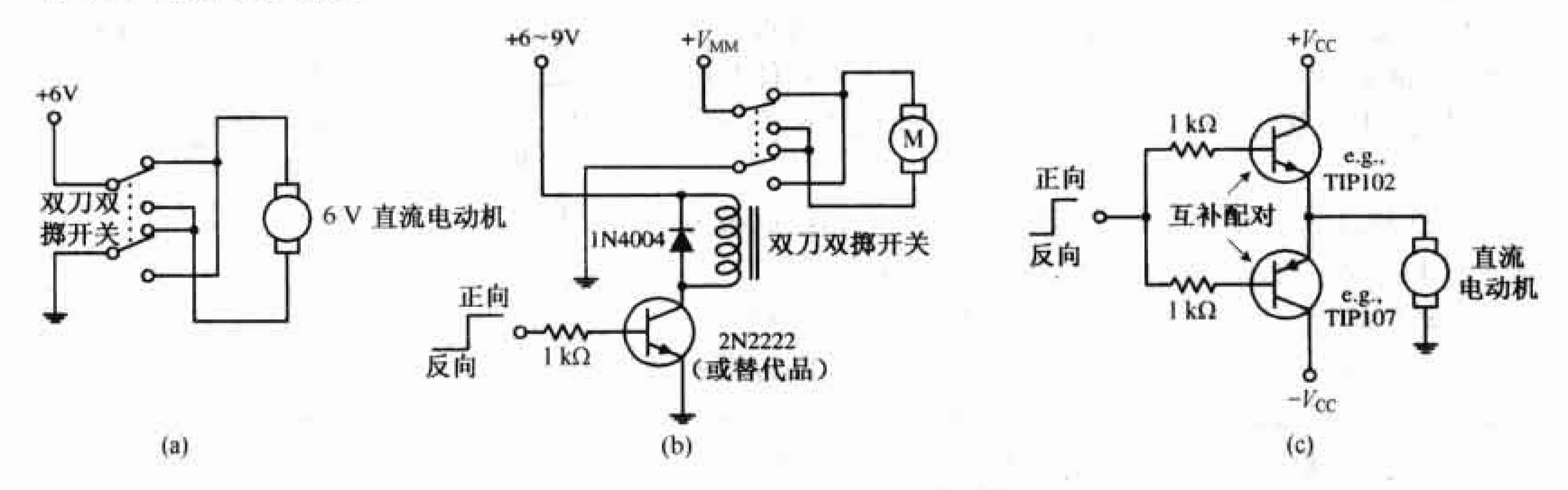


图 13.4 简易直流电动机的转向控制

另外一种常见电动机旋转方向控制电路是 H 形桥式电路。图 13.5 画出两种常见的 H 形桥式电路。图 13.5(a)采用晶体管,图 13.5(b)采用 MOS 管。要使电机正向旋转,只需将高电平信号施加在"正向"输入端,而"反向"输入端不需要施加信号(注意,不允许两个输入端同时输入电压信号)。同时,利用脉宽调制信号可以控制电动机转速。电路的工作原理为:当 Q_3基极为高电平时,Q_3导通,导致 Q_2也导通。此时电流从正电源端经 Q_2、电动机、Q_3 到地。流过电动机的电流方向是从右向左,此时电动机转动方向称之为"正转"。当 Q_4 基极为高电平时(Q_3 基极为低电平),Q_4、Q_1 导通,电流从正电源经 Q_1、电动机、Q_4 到地,此时流过直流电动机的电流方向与前一种情况相反,故电动机的转动方向称为"反转"。由 MOS 管组成的电路原理相同,这里不再赘述。电路中二极管的作用是抑制电机线圈产生的瞬时电压尖峰,以免损坏其他元件。电路中的晶体管(除 MOSFET 外)必须是大功率晶体管。

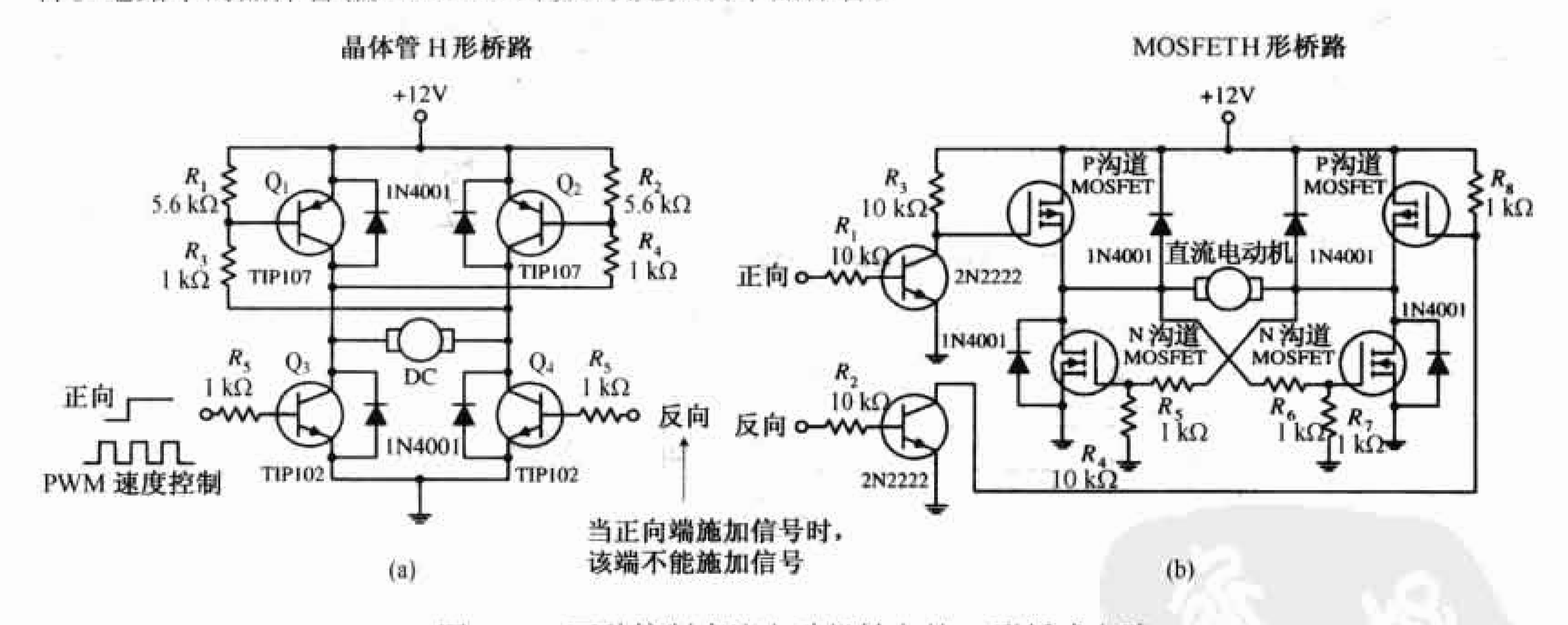


图 13.5 两种控制直流电动机转向的 H 形桥式电路

上述电路在实际使用中应用,但购买一片现成的电动机驱动芯片可能更便宜、更省事。例如,(美国)国家半导体公司的 LMD18200 电动机驱动芯片,它的参数如下:高电平有效、最高工作电流 3 A、工作电压从 12 ~ 55 V,芯片内部自带短路保护二极管和温度报警输出,既有 TTL 芯片也有 CMOS 芯片,使用起来非常方便。另外一种常用的芯片是 L293D,它比 LMD18200 更容易使用,而且更便宜,但是没有提供 LMD18200 那么多的附加功能。还有很多芯片和电路可以驱动电动机,我们就不一一列出了。在实际应用中,可以通过产品手册和上网查找,看哪些芯片和电路符合我们的要求。

在附录 E 中提供了具有 H 形桥式控制转速与转向的微控制电路。

13.4　遥控伺服系统

遥控伺服系统，与直流电动机不同，只是类似电动机的装置，专门应用于定位控制。遥控伺服系统利用外加的脉冲宽度调制（PWM）信号实现遥控伺服系统转轴位置的控制。欲改变转轴的位置，只要改变脉冲的宽度即可。遥控伺服系统的转角控制极限在 180°或 210°左右，这取决于品牌和厂家。遥控伺服系统不仅可以提供较大的低速率的扭矩[由于内部的传动（齿轮）系统]，而且还能提供适当的满摆幅开关速率。遥控伺服系统常用来操纵车、船和飞机模型，也可用在机器人和位置传感器中。

标准的遥控伺服系统看起来就像一个普通的盒子（参见图 13.1），盒子上面有一个转轴和三根导线。其中，一根是电源线（通常为红色），一根是地线（通常为黑色），另外一根是转轴位置控制线，颜色由制造商确定。盒子里有直流电动机、反馈装置和控制电路。反馈装置通常由电位器组成，电位器的转盘通过齿轮与电动机连接。当电动机旋转时，电位器的转盘也跟着旋转。因为受电位器旋转角度的限制，电动机转轴旋转的角度一般限制在 180°（或 210°）以内。电位器作为位置指示装置，通过其电阻值告诉控制电路电动机转了多少角度。所以，控制电路利用该阻值同脉冲调制输入控制信号一起，控制电动机旋转到特定的角度，然后制动（制动力矩的大小取决于伺服系统不同厂家和型号）。脉冲宽度将决定伺服系统旋转角度的大小。

通常规定，当脉冲宽度为 1.5 ms 时，伺服系统应转到中间角度（比如某个系统旋转范围为 0～180°，此时系统旋转的角度就为 90°）。为了使系统旋转一定的角度，可通过改变脉冲的宽度来实现。为了使系统在中间角度位置上逆时针旋转，只要在控制端加一个大于 1.5 ms 的脉冲；反之，为了让系统顺时针旋转，就要加上一个小于 1.5 ms 的脉冲，如图 13.6（a）所示。需要指出的是伺服系统所达到的精度是由所使用的伺服系统的厂商决定的。伺服系统需要的驱动电压通常为 4.8 V 或 6.0 V，这主要取决于伺服系统的品牌和电动机驱动电压。与电压不同，伺服系统的电流变化范围很大，主要取决于伺服系统的输出功率。

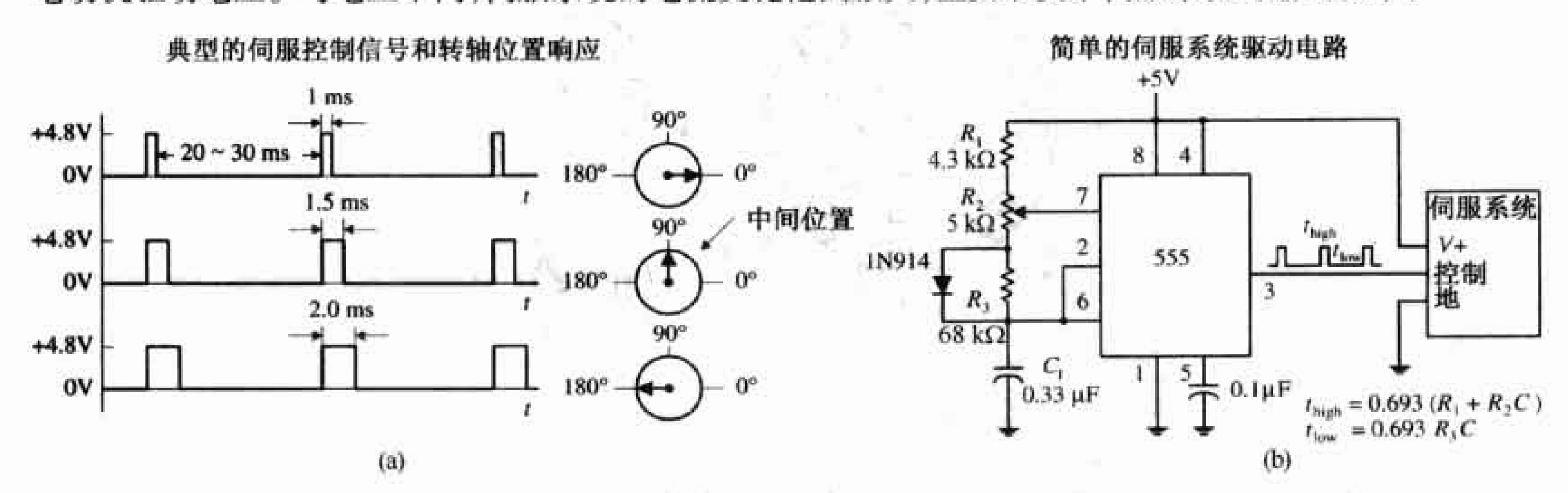


图 13.6　伺服系统的控制信号与驱动电路

伺服系统所需的控制信号可以用图 13.6（b）所示的 555 定时电路来产生。在图中，R_2 用来调节脉宽。此外，伺服系统也可以由微处理器或者微控制器来控制。在附录 E 中，可找到两个基于微控制器的伺服系统控制电路。

假设我们正在遥控模型飞机中的伺服系统，由位置控制电位器产生的原始控制信号先传送到载波调制电路，实现控制信号的载波调制。载波信号以无线电的形式从天线上发射，传送到航模的接收电路。然后，接收电路将原始信号从载波中解调出来，并送到航模中指定的伺服系统中去。如果航模中有多个伺服系统，就需要多个信号通道。例如，大部分的航模都需要四通道的无线电装置。其中一个控制副翼，一个控制升降，一个控制方向，一个控制油门。复杂的航模可能要用到 5～6 个通道来控制一些附加的部件，比如阻力板和可伸缩的起落架。FCC（美国通信委员会）在 72 MHz 频带设置了 50 个频率通道（通道 11～60）专门为供航模使用。使用该无线电频率不需要执照。但是，如果你拥有一个业余无线电爱好者的执照，那么，就可以使用 50 MHz 带宽的无线电频带和 27 MHz 带宽的频带，在此范围使用的任何航模都是合法的。

如果你对无线电遥控伺服系统感兴趣,可以去光顾一些航模商店。这些商店有很多带伺服系统的发射和接收装置。

此外,通过改变一些连线,伺服系统就可以变成一个自由旋转的电动机。一个最简单的办法就是切断它的反馈回路,即移去三端电位器(并且拆除齿轮装置,这样它就可以旋转 360°),用两个分压电阻来代替它(即分压输出端代替电位器滑动端)。分压器是用来确保伺服系统的控制电路处于其控制的中间状态。分压电阻的准确值可通过用欧姆表测量原电位器获得。此时,如果要让电动机顺时针旋转,需要输入一个脉宽大于 1.5 ms 的控制信号到控制端。只要这个控制信号存在,电动机就会一直旋转下去,因为已经去掉了反馈系统。同理,要让电动机逆时针旋转,只要输入一个脉宽小于 1.5 ms 的控制信号到控制端即可。

13.5 步进电机

步进电机是数控的无刷电机,每当用于控制步进电机的译码电路输出一个脉冲信号,它就转过一定的角度(一步)。对于特殊的步进电机,每步转过的角度最小可到 0.72°,最大可到 90°,而普通步进电机是 15°~30°。与遥控伺服系统不同,步进电机可以旋转 360°,在专用的数字电路控制下,还可以像直流电动机一样连续旋转(但旋转速度较低)。与直流电动机不同的是步进电机在低速情况下却有较大的转矩,这就适合用于那些要求低速而高精度控制的场合。比如,控制打印纸的移动、控制望远镜三维坐标系统。还可用于绘图和传感定位系统。步进电机的基本工作原理如图 13.7 所示。

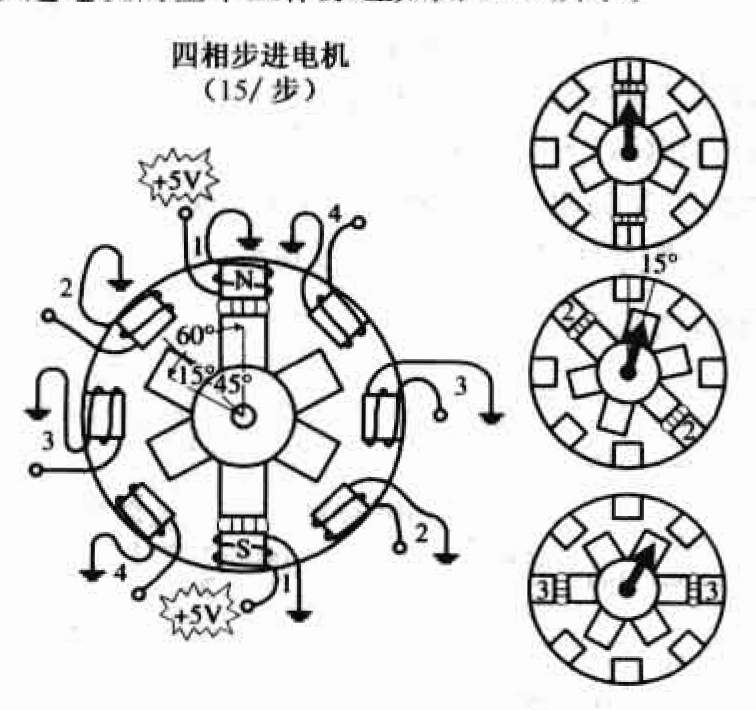


图 13.7 步进电机的工作原理

图 13.7 中给出的是步长 15°的磁阻式步进电机的简单模型。步进电机的固定部件,也叫定子,它由围成一圈的 8 个磁极组成,每个磁极间隔 45°。它的转动部件,又叫转子,它由铁磁材料组成,有 6 个齿,每两个齿之间间隔 60°。要让转子转动一步,需要在相对的一对定子磁极线圈上同时通以电流。该电流将磁极磁化,导致转子的齿和磁极对齐,如图 13.7 所示。为了使转子从这个角度顺时针旋转 15°,将流入第一对磁极线圈的电流断开,同时让电流流过第二对磁极线圈即可。再将流入第二对磁极线圈的电流断开,同时让电流流过第三对磁极线圈,转子又顺时针旋转 15°。依次类推,步进电机就会一直旋转。同理,如果要使转子逆时针旋转,只要让流过磁极线圈电流的顺序相反即可。

13.6 步进电机的类型

13.5 节的模型是建立在磁阻式步进电机的基础上,但它并不完备,因为它并没有涉及实际的磁阻式步进电机的内部是如何接线的。此外,这个模型理论并不能应用于永磁式一类的步进电机中。图 13.8 给出了一些实际步进电机的例子。

磁阻式步进电机

图 13.8 给出了步进为30°磁阻式步进电机的物理模型和原理图。此类步进电机由 6 极(3 对线圈)的定子和 4 齿的铁磁性转子组成。更高步进分辨率的磁阻式步进电机由更多对的线圈和更多齿的转子构成。注意,不论是在物理模型还是在原理图中,每对线圈的终点都和公共端相连(线圈终端的连接在电机盒内部)。公共端和各线圈的另一端用线引到电机壳体的外部。这些线被称为相线。工作时公共线接到电源的正极,而相线按照图 13.8 中表格的时序依次接地。

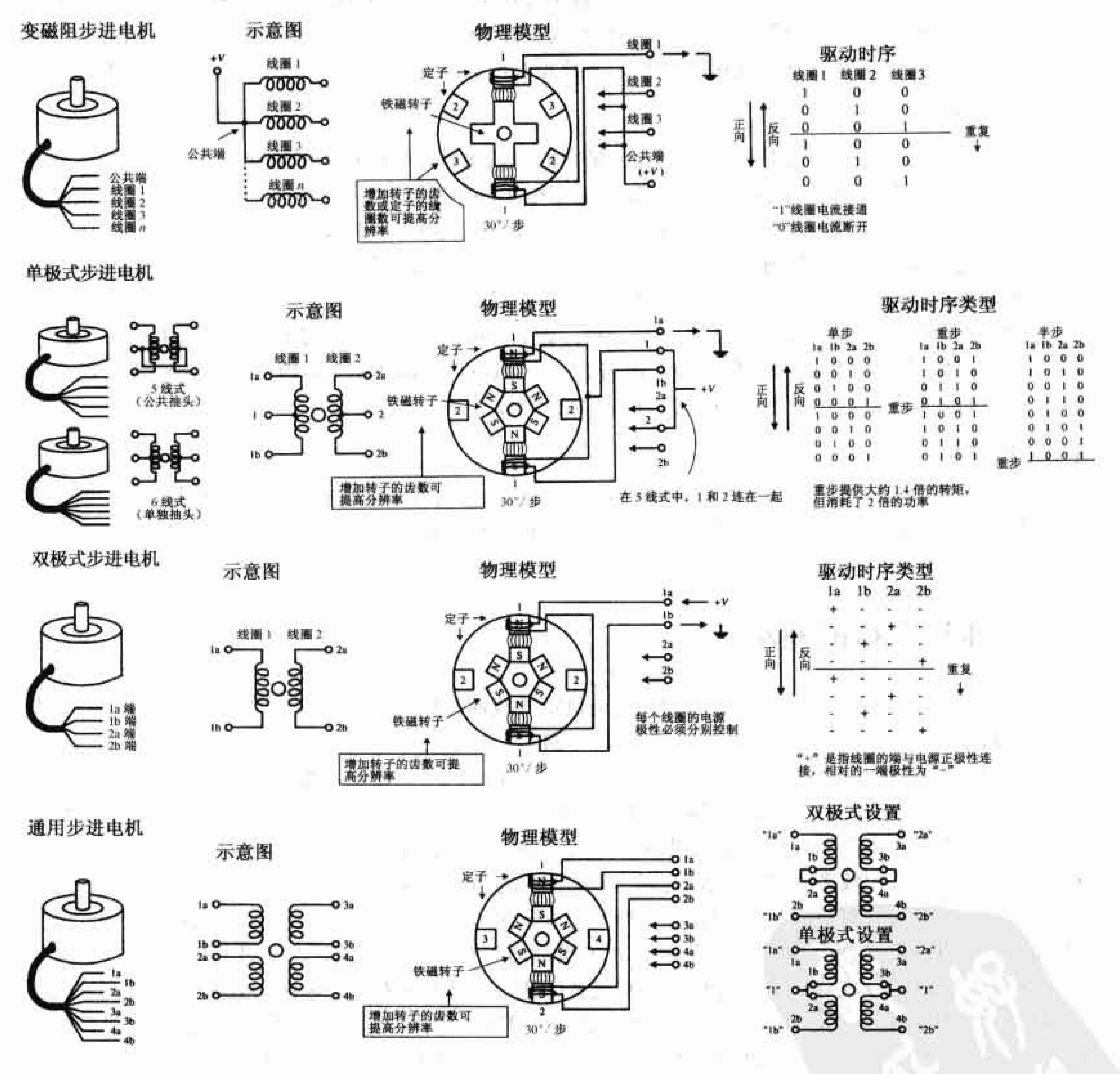


图 13.8　磁阻式步进电机的物理模型和原理图

永磁式步进电机(单极式、双极式、通用)

单极式步进电机

单极式步进电机与磁阻式步进电机有一个相似的定子排列,但是它使用的是永磁转子和不同的内部连线方式。图 13.8 给出了步进 30°的单极式步进电机。它有 4 极(两对线圈)定子和 6 齿永磁铁转子。每对线圈有一个中心抽头,它可能在电机内部连接在一起用一根线引到外面,也有可能是用两根线单独引到

外面。通常中心抽头连接电源的正极,线圈的另外两端交替地接到地,以改变线圈产生的磁场方向。在图 13.8 中,当电流从线圈 1 的中心抽头流到端点 1a 时,定子的上端为 N 极,下端为 S 极。于是,转子被吸引到相应的位置。此后,如果通过线圈 1 的电流被断开,而接通线圈 2 的电流,并且方向是从端子 2a 流出,此时水平磁极被激励,导致转子旋转 30°,即旋转一步。在图 13.8 中,给出了三种驱动时序。第一种驱动时序提供了完整的步进动作(如刚刚讨论过的)。第二种驱动时序称为激励步进时序。在一个完整步进动作中,它可提供 1.4 倍的转矩。但是,却消耗了两倍的电能。第三种的驱动时序提供了半个步长(例如:用 15°代替 30°)。它是通过对临近磁极同时进行激励,来实现半步步进的。转子被吸引在两个磁极中间,于是,便导致了一半的步进角度。正如最后的注释,要提高单极式步进电机的角分辨率,需靠增加转子齿数来实现。另外,单极式步进电机通常有 5 线型或 6 线型之分。5 线型有内部连线的中心抽头端子,而 6 线型则没有。

双极式步进电机

双极式步进电机与单极式步进电机相似,但是它们的线圈没有中间抽头。这意味着不能像单极式步进电机(供给中心抽头的电压是固定的)那样提供固定电压,而必须将电源正端交替地施加在不同的线圈端点上。同时,线圈对的另一端点一定被设置成相反的极性(接地)。举例来说,在图 13.8 中,步进为 30°的双极式步进电机,按图中给出的驱动时序表驱动,使其旋转。注意,驱动时序和单极式步进电机使用一样的基本驱动模式,但是将“0”和“1”信号替换为“+”和“-”符号,以表明极性。下一节将会介绍,驱动双极式步进电机,需要为每对线圈配一个 H 形电桥网络。比起单极式步进电机和磁阻式步进电机来说,双极式步进电机更难控制,但是它独特的极性移位操作特性使之具有较好的体积-转矩比。最后要强调的是,双极式步进电机要获得较高角分率,必须装配较多齿数的转子。

通用步进电机

通用步进电机是单极式和双极式的混合类型。通用步进电机有 4 个独立的线圈和 8 根引线。通过线圈的并联,如图 13.8 所示,通用步进电机能可转换成单极式步进电机。如果串联连接线圈绕组,步进电机又能转换成一个双极式步进电机。

13.7 步进电机的驱动

每个步进电机都需要一个驱动电路,为步进电机定子线圈提供电流。而驱动电路受一个称为译码器的逻辑电路控制。在驱动电路之后,将讨论译码器电路。

图 13.9 给出了磁阻式步进电机和单极式步进电机的驱动网络。驱动器都使用晶体管来控制流过电机各线圈的电流。在驱动网络中,加入输入缓冲级,保护译码器的电路,以防止电动机的供电电压击穿晶体管。每个驱动电路中都加入二极管,用来保护驱动晶体管不受电机线圈产生的自感电动势的破坏(注意到单极式步进电机使用较多的附加二级管,因为中间抽头的两边都有感应电动势产生。将会看到,在这个驱动器里可以用二级管对替换单个二级管,保留元件总数为 4 个)。图 13.9 给出了驱动电路所使用元件的类型和型号。电路中,使用了大功率的晶体管、TTL 缓冲器和快速保护二极管。如果不想用分立元件,可以用 Allegro 微系统公司的 ULN200x 系列 IC 阵列或者(美国)国家半导体公司的 DS200x 系列 IC 阵列来构建驱动器电路。图 13.9 给出的 ULN2003 是一个与 TTL 电平兼容的芯片,它包含了 7 个带保护的二极管的达林顿晶体管。7407 缓冲 IC 和 ULN2003 一起可构成一个完整的步进电机驱动器。其他类似的 IC 阵列,像摩托罗拉公司的 MC1413 达林顿 IC 阵列,也可用来驱动多线圈的电机。

双极式步进电机的驱动电路要求用 H 形桥式电路来切换步进电机内部线圈的供电极性(H 形桥式电路的详细资料参考前面直流电动机转向控制的章节)。步进电机中每一组线圈需要一个单独的 H 形桥式电路,图 13.10 所示的 H 形桥式电路使用了 4 个带保护二极管的达林顿功率晶体管。输入端的异或逻辑电路来防止输入信号中有两个同时为“1”的情况[如果两个输入信号同时为高电平(如无逻辑输入),电源将被短路到地,这是不允许的]。图 13.10 中的表格提供了输入控制信号与电机线圈供电极性的关系。

在本章直流电动机一节中提到的,可以购买到 H 形桥式驱动集成电路。SGS 汤姆逊公司的 L293 H 形

双电桥式是常用的一种集成电路，可用来驱动小型双极式步进电机，在 36 V 的单元电压下可以向每个绕组提供 1 A 的驱动电流。L298 和 L293 类似，但其驱动绕组的电流可达 2 A。(美国)国家半导体公司的 LMD 18200 的驱动电流可达 3 A，与 L293 和 L298 不同是，它内设保护二极管。可以查阅产品目录，了解更多的双电桥芯片。

图 13.9　步进电机的驱动网络及使用的芯片

用于双极式步进电机的 H 形桥式驱动电路

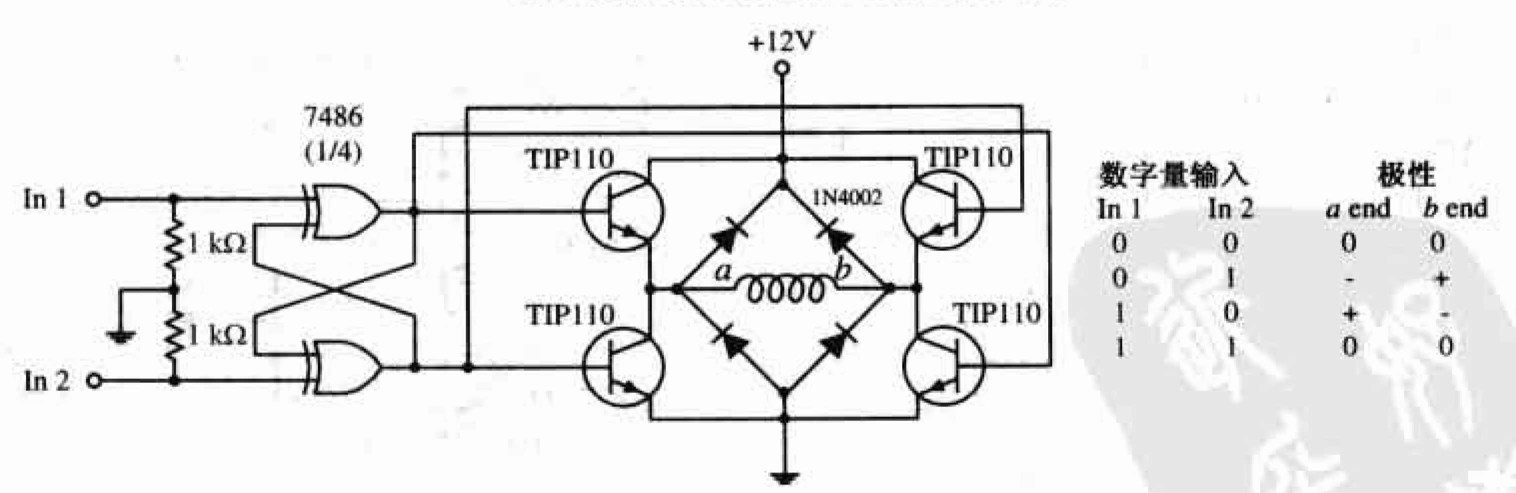


图 13.10　步进电机驱动电路的 H 形桥式电路

13.8　带译码器的控制驱动器

译码器是用来产生驱动脉冲的电路。在有些情况下，晶体管可直接和计算机或可编程控制器连接，用软件产生控制驱动器所需的输出信号。在多数情况下，译码器通常被设计成专用集成电路。在时钟信号作用下，向外提供相应的输出信号。另一种输入信号是控制驱动的方向(电动机的转动方向)。许多步进

电机译码器集成电路的特点是使用方便,成本低廉。下面介绍这类器件,首先了解由简单的数字电路组成的译码器电路。

一种简单的方法是应用 CMOS 4017 型十进制计数器/分频器(或 TTL 74194)产生四相驱动波形。在时钟控制下,该器件可使 1~10 的输出依次为高电平,而其他端保持低电平。第 4 个输出(Q_4)接地可将十进制计数器变成四进制计数器。为产生驱动脉冲序列,时钟信号需施加在时钟输入端(参见图 13.11)。另一种四相晶体管电路是利用双 JK 触发器 CMOS 4027(或 TTL 7446)构成。它既可用于重步时序控制,也可用于电机的方向控制。其中方向控制用 CMOS 4070 异或门集成电路(或 TTL 7486 异或门)来实现。

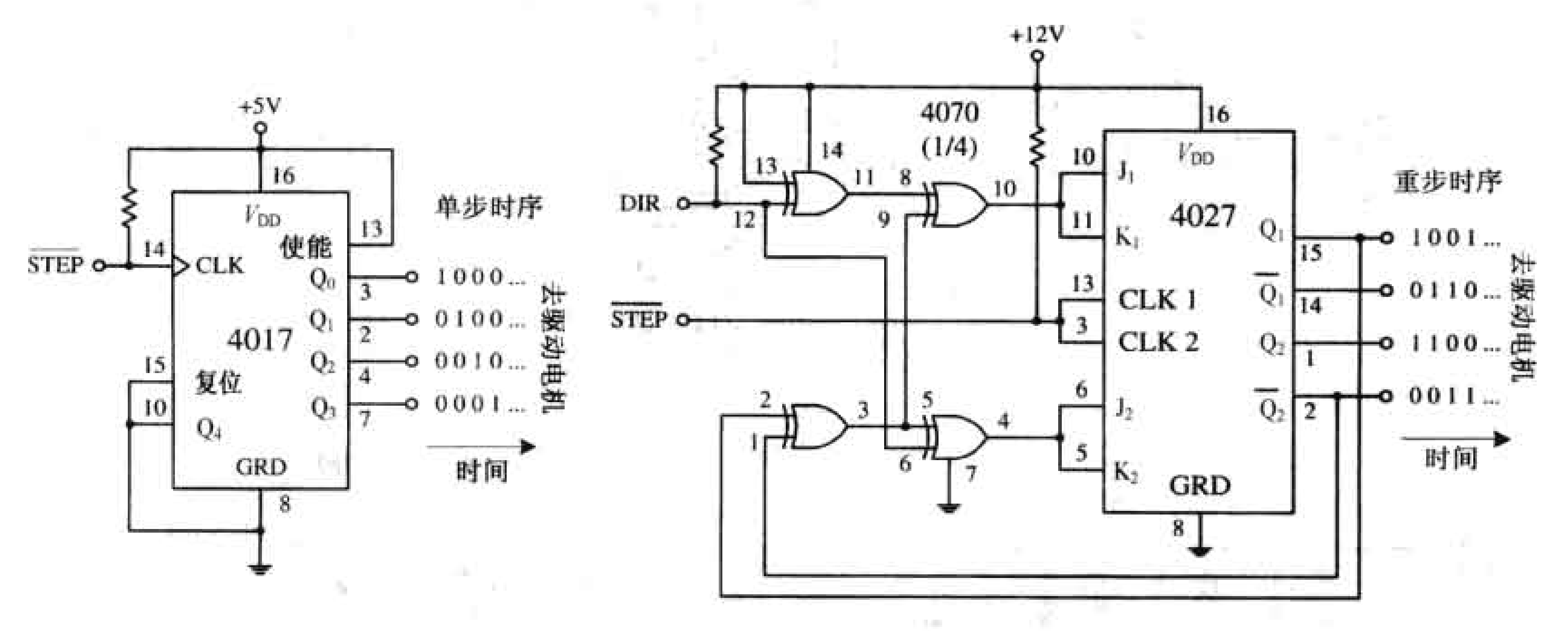


图 13.11 一种简单的译码电路

图 13.12 给出的是集译码器、驱动器和步进电机为一体的电路图。电动机是单极式步进电机,而 TTL 74194 是移位计数器。555 定时器为 74194 提供时钟信号,而双刀双掷开关用于控制电机的方向。电动机速度取决于时钟频率(该频率取决于 R_1 的阻值)。本电路中的译码器也能用来控制磁阻式步进电机。

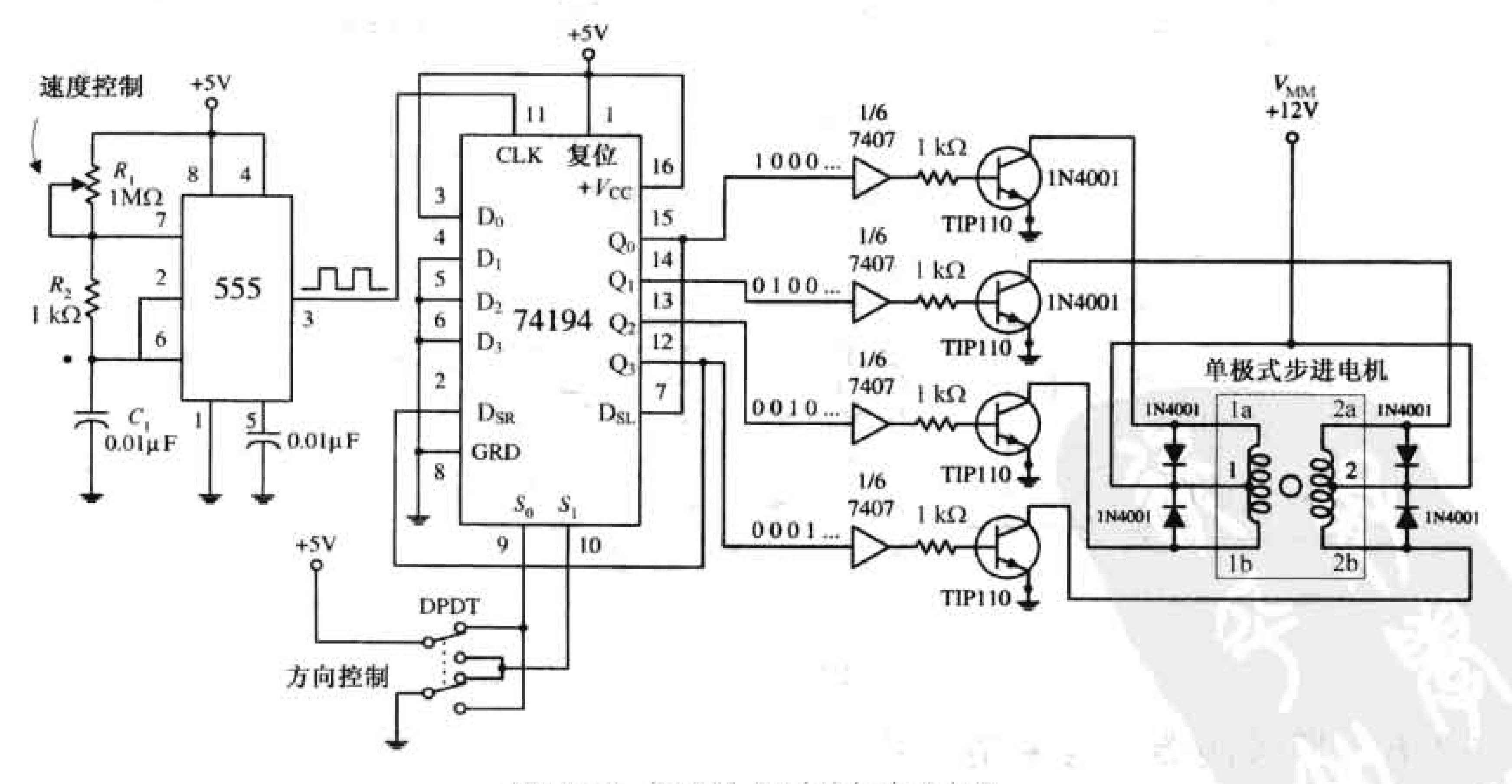
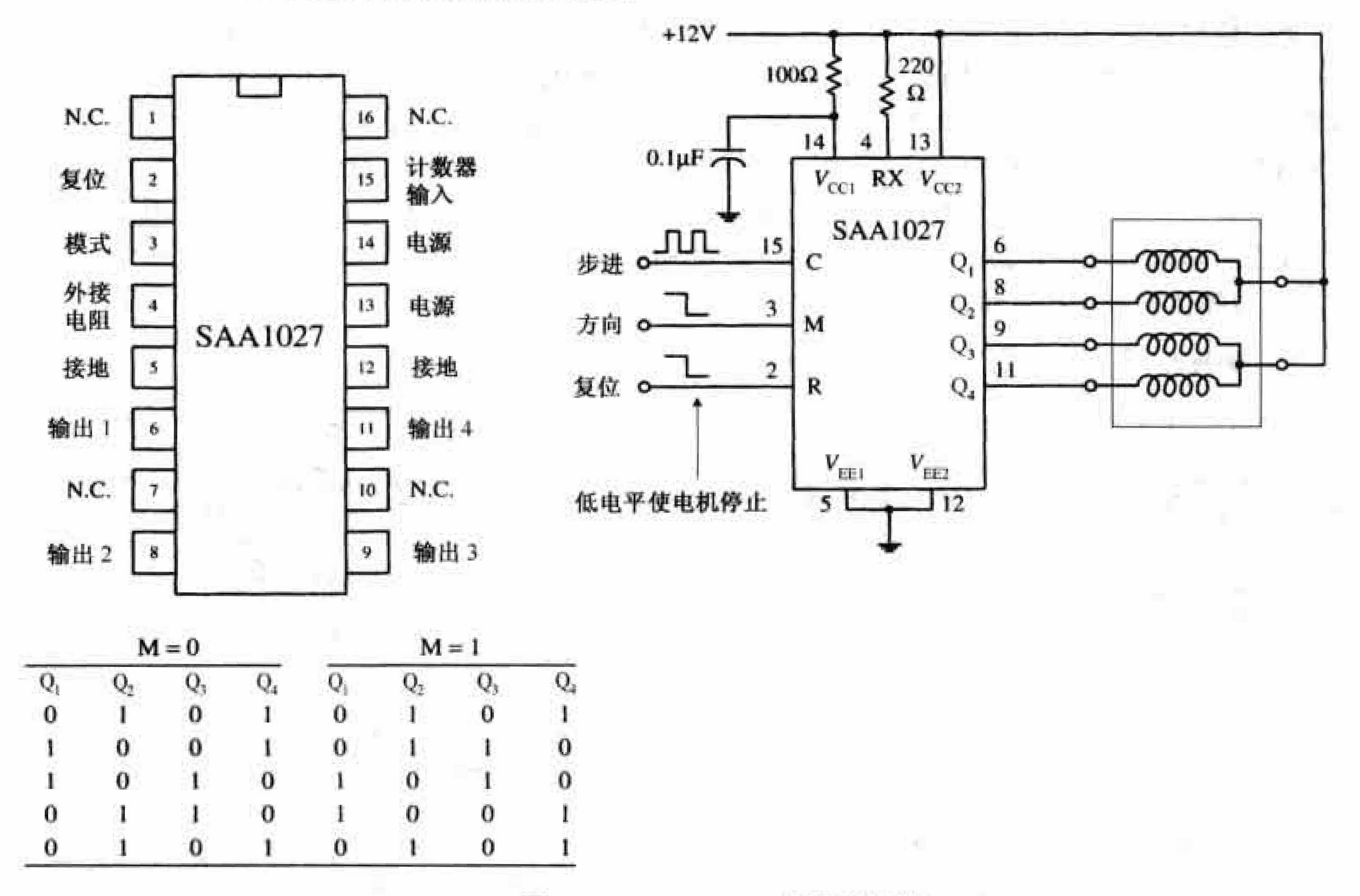


图 13.12 译码器、驱动器与步进电机

许多制造商生产包含译码器和驱动器的磁阻式步进电动机的控制器。这些芯片相当便宜和易用。一种典型的磁阻式步进电动机控制芯片是飞利浦公司生产的 SAA1027。SAA1027 是一种双极式芯片,专门为

驱动四相步进电动机设计的。它含有一个双向的四状态计数器和一个能用于驱动四路顺序输出的编码转换器。该芯片有抑制强噪声的输入端、复位控制输入端和方向控制端。并且具有大电流输出和输出电压保护功能。它的电源电压为 9.5 ~ 18 V,输入高电平的最小值为 7.5 V,低电平的最大值为 4.5 V,最大输出电流为 500 mA,图 13.13 给出其典型应用电路。



M = 0				M = 1			
Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	1	0	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1

图 13.13　SAA 1027 的典型应用

计数输入端 C(15 脚)——该引脚上升沿会引起输出状态的变化。

模式选择输入端 M(3 脚)——控制电动机的旋转方向。参看图 13.13 中的表格。

复位输入端 R(2 脚)——该引脚“0”时,计数器归零,“1”时,各输出端电平如图 13.13 中的表格所示。

外接电阻端 RX(4 脚)——外接电阻 RX,用于设置驱动器的输出电流,它的阻值决定于所输出电流的大小。

输出端 Q_1 ~ Q_4(6,8,9,11 脚)——与步进电机连接。

SAA1027 是一个典型的双极式芯片,但许多制造厂家已进行了更新,推出了更好的步进电机控制集成电路。如果有兴趣,可以查阅相关资料或在因特网上搜索了解。

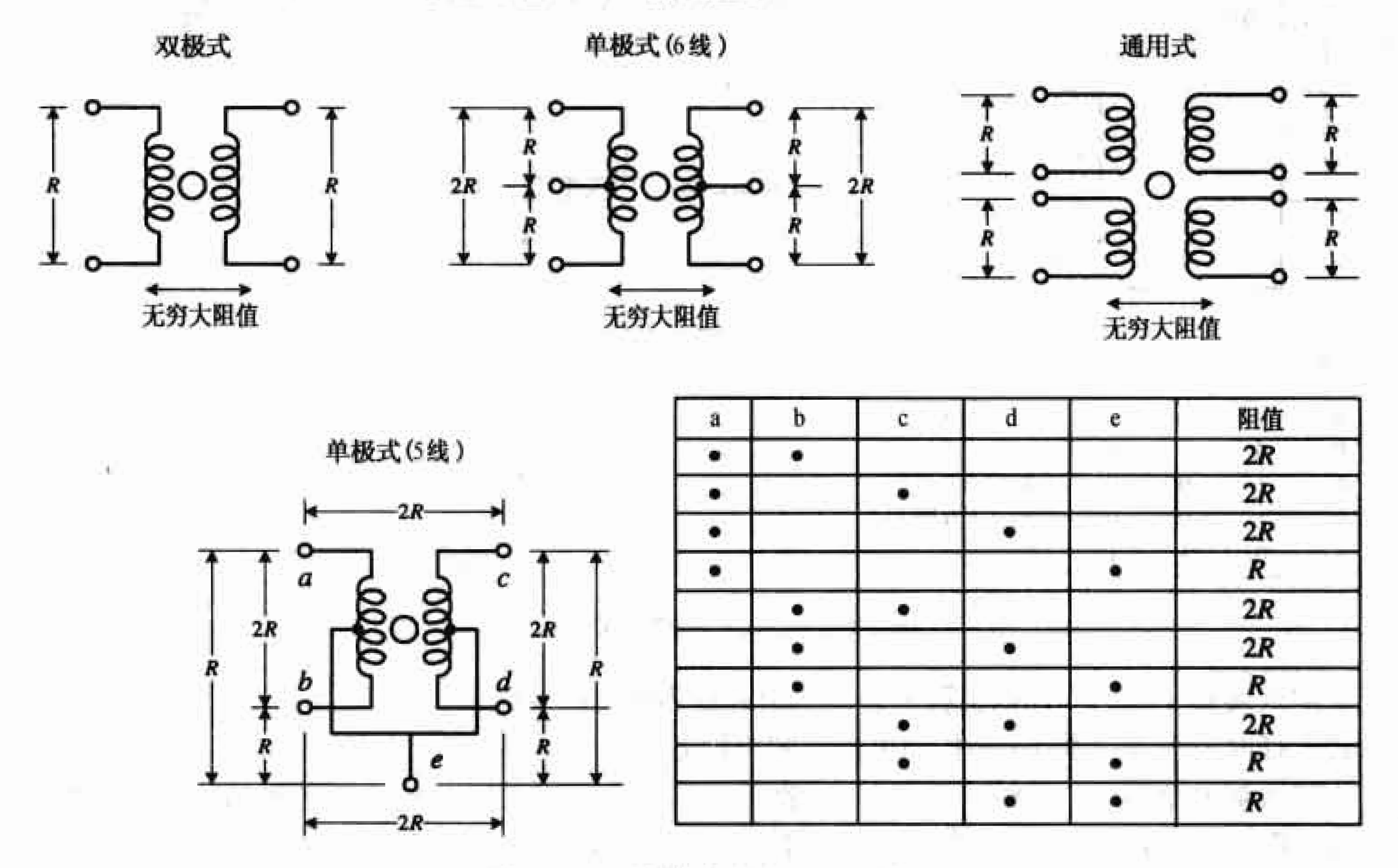
13.9　步进电机的识别

当需要识别未知步进电机的特性时,下列建议应该是很有帮助的。现在市场上的步进电机大多数是单极式、双极式或者通用式。因此,你能猜测到:如果步进电机有 4 根引线,它很有可能是双极式步进电机;如果有 5 根引线,那么这个电动机很有可能是带有中心抽头的单极式步进电机;如果步进电机有 6 根引线,它可能是中心抽头分开的单极式步进电机;如果有 8 根引线,则很可能是通用步进电机(如果你认为电动机可能是一个磁阻式步进电机,可以尝试旋转转轴。如果转轴自由快速旋转,电动机很可能是磁阻式步进电机。若有间歇阻力,则步进电机可能是永磁式的)。

当步进电机的类型被确定以后,接着确认电机的引线(与电路原理图相对应)。最简单的方法是用欧姆表测出每根引线之间的电阻值。

分辨双极式步进电机的引脚是很容易的。用欧姆表测引线电阻,电阻值小表明这两根是同一线圈中

的两根引线。如果两根引线不是同一组线圈的,它们之间的电阻则为无穷大。用同样的方法可以区别通用步进电机的不同绕组。区别6线单极式步进电机要求区分开两组三线(有中心抽头)的线圈。对此,可以通过测量独立线圈三根引线之间的电阻,并用 R 和 $2R$ 表示线圈的电阻值,这样不难判断出哪一根引线是中心抽头(参见图 13.14)。区别5线单极式步进电机(有中心抽头的公共端)比起区别其他的步进电机更需要一定的技巧,因为中心抽头是公共端并隐藏于电机内部。为了便于分辨步进电机的引线,可以参见图 13.14 中的原理图和表格(表格中的"点"表示欧姆表的两根表笔接在原理图中的位置)。借帮图中的表格,用欧姆表测出以 R 为单位的电阻值后,可辨析出 e 端(线圈的公共端)。方法是:通过测量一根与其他各根导线间的电阻值可判断哪根引线是实际的 e 端。如果测得的阻值均为 R,则该根导线就是 e 端;如果你得到的阻值有 $2R$,则该根导线就不是 e 端。e 端确定下来,其他引线用欧姆表无法区别——因为你测得的其他引线之间的阻值始终为 $2R$。此时最好的方式是将电机接到驱动电路中,看它是否能工作。如果它不能工作,可以随便换接这些引线,直到它可以工作为止。



a	b	c	d	e	阻值
•	•				2R
•		•			2R
•			•		2R
•				•	R
	•	•			2R
	•		•		2R
	•			•	R
		•	•		2R
		•		•	R
			•	•	R

图 13.14 分辨步进电机的引脚

第14章　实用电子技术

14.1　安全

14.1.1　安全须知

电气设备中，对人体最危险的是120 V/60 Hz(有些国家是240 V,50 Hz)的民用电压。最常见的情形是人体接触到“热线”(工作中的火线)或与热线接触的金属物品时，人的身体就充当了电流流向大地的导电介质(大地和地线以及三相电中的中性线等电位——它们与家电外壳接在一起)。线电压的频率和幅值将保持不变，使得肌肉自然收缩而不会放开“热线”。这种“冻结”效应非常危险——黏着的时间越长，电流对人身体内部组织的破坏就越大(组织发热)，而心脏停搏或窒息的可能就越大。

电压幅值和频率低于标称线电压和标称频率时，也可能导致心脏停搏或窒息(特别是人体内电阻值较小时，如湿体)，但不大可能发生冻结效应。若频率高于标称频率时，不易造成肌肉收缩，因此其危害较低。在电压非常高时，极有可能发生放电效应，即使不直接接触也会触电——人体与带电体之间的电压太大，导致人体与带电体之间的空气变成了导电介质。比较幸运的是，由于电弧带来的“突然一击”的力量大到足以将人体推倒，使之脱离危险。除了剧烈的疼痛，这种“触电”往往也伴随着心脏停搏和窒息，这取决于人体所站的位置。注意：这里“跌倒”可能成为致命的凶手。

明确地讲，造成伤害的主要原因是电流。当人接触到一个带电导线或带电体时，通过人体的电流取决于电压的高低(假定是一个理想电压源)和人体组织的电阻。一只粗壮、干燥的手掌电阻约为1 MΩ，而一只纤细、湿润的手掌电阻只有100 Ω。一般来说，小孩的体电阻要小一些，不同的人体其阻值也各不相同。神经、动脉和肌肉的阻值比较小，骨头、脂肪和肌腱的阻值相对就要大一些。一般成年人的胸腔阻值为70～100 Ω。低阻值的胸腔和高阻值的充满空气的肺，为维持生命最为重要的心脏和脊髓提供了一个低阻值通道。100～1000 mA的电流就足以导致心脏停搏，呼吸停止。由 I^2R 导致的人体组织发热也是导致失去生命和肢体的重要因素。热灼伤效果随着电流的平方增大，因此大电流将会对人体内部和外部造成非常严重的烧伤。

一般来说，从头到脚流过10 mA、50～60 Hz的电流，身体只会有轻微感觉。但是，若大于10 mA的电流将会把人体黏吸在接触的带电体上。通过接地故障断路器可以在它感知接地电流突变时断开电源(触发点一般设在5～10 mA之间)。虽然20～100 mA的电流就足以导致死亡，但是最致命的电流是在100 mA～1 A之间。电流大于1 A时，心脏紧缩，热灼伤严重。即使人体马上与电源脱离，也会造成心脏停搏或呼吸停止。

最常见的触电致死源于手到手的电流回路；电流正好经过心脏、肺脏和脊髓。手到脚的触电回路危险相对比较小，只有前者的20%左右。因此，当你在带电操作时，确保你的一只手在口袋里。另一个安全操作经验是在用手接触未知端子时，使用手背——可以避免“握电致死”。

电子消费产品，如电视机、显示器、微波炉和电子闪光设备等，所使用的电压都足以致命。通常，这些危险的电路都有安全封装以避免意外碰触。但是，在维修的时候，这些封装将被打开，其中的安全设施将不起作用。根据电路和人体身体状况的差异，置人于死的电压、电流或总能量的范围会有比较大的变化。

微波炉大概是最危险的家用电器。它工作在几千伏特高压(5000 V或更高)和大电流(使用时，瞬时电流可能大于1 A)条件下，这绝对是致命的组合。

电视机和显示设备的阴极射线管上有35 kV的电压和低于2 mA的电流，阴极电容的大量电荷可长时间保持。另外，电视机和显示器的某些电路(例如，家电设备的供电插座)通过连线与外部电路连接。这些电路的“地”可能浮空，其电位可能高出大地几百伏特。当浮地电路与120 V电路连接后，人体接触到这些

电路"浮地"的时候,就可能产生电压差——详见隔离变压器的讨论。电子闪光设备和闪光灯中有大型储能电容,即使将电源断开长时间后,仍然可以释放出足以致命的电流。这种装置被普遍应用于任何带闪光灯的照相机。即使某些外观上看毫无危险的器件如录像机和CD播放器、真空吸尘器等的某些部分,也可能潜藏着比较大的危险(虽然设备中有保护和隔离——但不能完全指望它)。

电气安全提示

1. 请勿在带电情况下修理电源电路,务必先关闭电源。
2. 用一只手测量,保持另一只手在另一边或在口袋里。万一触电了,电流通过心脏的机会要小得多。
3. 如果因检查、焊接或其他原因,需要接触断电的电路,一定要用2 W、100～500 Ω/V的电阻器对大功率电源滤波器或能量存储电容进行放电。比如,对于200 V的电容,使用一个20～100 kΩ导电体放电即可(通常用螺丝刀的尖端来对电容进行放电,但是,这种放电方法未必很好)。监控放电过程并用电压表验证确保没有残余电量。大容量电容会储存大量电量,并可能将这些电量保持好几天之久。即使额定电压在5～10 V以下的电容,都有可能带来危险。
4. 在未加电以前,应进行多次检查。比如,可以用欧姆计来检测电源中的半导体器件是否短路。
5. 尽可能远离产生危险的地方,以免因发生触电被击倒。通常摔伤比触电本身更严重。
6. 当处理高压电路时,带上在你出现意外时能够协助你的人在场。如果你看到某人无法脱离带电物体时,千万不要直接去抓他,而应该用木棒或绝缘的物体将带电体与他脱离。
7. 使用较高压(大于120 V交流以上)的测试仪器(例如,功率源、信号发生器和振荡器等)时,应该使用三线电缆。为了减少触电机会,最好通过隔离变压器给这些设备供电。
8. 使用保险套管的探头测试电路时,千万不要让你的手指滑到金属部分上。此外,在连接导线或电缆时务必断开电源。
9. 连接或切断测试引线应在设备断电情况下进行。使用带线夹的导线或者焊接临时导线,将处于狭窄的或不易操作区域的电路接点引出。如果带电作业,必须用电工胶带包缠测试探头(除末端的部分),以避免危险发生。将观测仪器的参考点用线夹接到地回路上,确保用一只手检测设备。
10. 如果需要从封装中移除电路板,应在电路板之间放置绝缘材料以避免短路。另外,用塑料或木棍来支撑电路板,且用绳子或电工胶带进行固定。
11. 使你的工作区可靠接地,以免意外触电。
12. 当接触交流线路时,穿上橡胶鞋或者站在橡胶板或木质品上可减少触电的可能。
13. 使用带有GFCI(接地故障电路断续器)电源插座是一个很好的主意,但是它并不能避免来自于其他在线设备(例如,电视机、显示器或微波炉侧面的高电压)的电击。注意,GFCI在用电高峰或偶然漏电(如检查接地线或具有高电容或高电感特性在线设备的启动)会带来麻烦。
14. 保险丝或者断路器在为人体(大多数场合是为设备)提供保护时,响应速度慢而迟钝。但是,该器件能断开人体与可能接触到的地线和带电机壳的连接。
15. 了解你的设备:电视机或者显示器可能用金属外壳部件作为参考地,而这个参考地相对于AC供电线路的地线来说,电位可能不是零。微波炉使用外壳作为参考地,它就有很高的电位。另外,决不能贸然认为所有设备都是以外壳作为参考地的!如果需要检查电力线路上连接的任何设备请使用隔离变压器。自耦变压器是非隔离的,所以需要采用自耦变压器和隔离变压器连接,才能确保安全。
16. 确保AC供电线路的容量满足所有与AC供电线路连接的电器设备所需的额定功率。
17. 在电源供电系统和设备施工中,确认全部的导线和部件被封装在金属盒里或绝缘塑料箱里。如果用的是金属盒,外壳接地是很必要的。金属外壳接地可以防止火线脱落而掉到盒子上使整个外壳带电。
18. 当金属盒上钻有连接电源线的孔时,孔上应安装电缆橡胶护口,以减少电源线被磨破的可能。
19. 佩戴眼睛保护装置:大号塑料镜片的眼镜或者安全护眼罩。
20. 不要佩戴任何导电的首饰或工艺品,以免偶然接触到带电线路而导电。

14.1.2　静电可损坏器件

干燥的天气，穿着橡胶鞋在地毯上走动时，电子能从地毯传到你的身体上。在这种情况下，人体相对于地的电位可能有 1000 V。在处理聚乙烯袋时，能产生大于 300 V 的静电。而梳理头发也能产生 2500 V 的静电。环境越干燥，所形成的电荷数越多。现在，人们已经习惯了静电放电，而且静电带电体对地放电电流的大小往往不引起人们的注意。然而，在相同的放电条件下，对某些半导体器件的损害是完全不同的。

尤其容易被损坏的器件包括场效应管(MOSFET 和 JFET)。例如，对于 MOSFET 来说，由于它的栅极与导电沟道之间的氧化物绝缘体很容易被损坏，如果带静电的物体碰到它的栅极，管子将很容易被损坏，即栅极的绝缘层被击穿。下面是一些容易损坏的器件：

非常容易损坏的：MOS 场效应管、MOS 集成电路、结型场效应管、微波晶体管、金属膜电阻。

比较容易损坏的：CMOS 集成电路、LS TTL 集成电路、肖特基集成电路、线性集成电路等。

轻微易损坏的：TTL 集成电路、小信号二极管和三极管、压电晶体。

不易损坏的：电容、碳和碳化物电阻、电感及其他模拟器件。

易损坏的器件通常会标上“警告，元件易遭到静电损坏”。如果看到这些标识，请关注以下注意事项。

14.1.3　使用注意事项

- 保存元件在它的原始包装物里。如导电的容器(薄铁片、铝箔)，或者在导电泡沫包装里。
- 请勿触摸对静电放电敏感的元件管脚。
- 触摸元件前手先摸一下自来水管或大电器的接地外壳，放掉人体上的静电。
- 千万不要让衣服接触到元器件。
- 将电烙铁和桌面接地(或者使用电池供电的电烙铁)。还应该用与地线相连接的导电护腕将人体接地。
- 在带电情况下，请勿安装或拆卸电路中的对静电敏感的器件。一旦器件安装完毕，元件损坏的概率将大大降低。

14.2　设计电路

本节简要地论述如何创建一个可行的实际电路，如命名、画原理图、组装样机、制作永久性电路、采购电路所需元器件和运用查找故障的步骤和顺序来检修功能错误等。

14.2.1　画电路原理图

电路原理图，就是电路的设计图。一张有效的原理图，必须包含全部所需信息，这样你或其他人通过读原理图就能了解需要购买的元器件、如何安装元器件和期望的输出特性。建立一个便于阅读、清晰的原理图，应遵循下面的几条原则：

- 画原理图的习惯是将输入放左边，输出端放右边，正电源接点在顶部，负电源或接地点放在图的底部。
- 在原理图上按功能划分成各个模块，比如放大器、输入回路、滤波器等，这样在测试电路时很容易把出现的各种问题隔离开来。
- 给出各个器件的标号名称(例如：R_1，C_3，Q_1，IC_4)，准确提供各个元器件的参数和型号(例如：100 kΩ，0.1 μF，2N2222，741)。标出某些元器件的额定功耗同样是很重要的，比如电阻、电容、继电器、扬声器等器件的功率。
- 对于数值较大的元器件使用倍数单位，(如用 100 kΩ 代替 100 000 Ω，100 pF 代替 100×10^{-12} F)常用的单位词头 $p=10^{-12}$，$n=10^{-9}$，$\mu=10^{-6}$，$k=10^3$，$M=10^6$。

- 当给集成电路标注时,管脚的名称放在元器件符号的外部,元器件的名称放在元件符号的内部。
- 在要求准确描述波形形状的特定电路中(例如,逻辑电路、倒相电路等),在电路图中应画出预期波形,这对于随后测试电路的相位和判断故障部件时是很有帮助的。
- 运算放大器和数字集成电路的电源引脚通常是默认的。在原理图中通常不必画出,但是,如果考虑到会产生混乱,也可以把电源引脚画出。
- 为了标出连接线,在交叉点应放置小圆点。不连接的线简单地穿过(在这种情况下,不放置小圆点)。
- 标题栏放在图的底部,包括电路名称、设计者名字、时间等。预留一个校正表格的空间同样是很有用的。

图 14.1 是一张简单电路原理图。

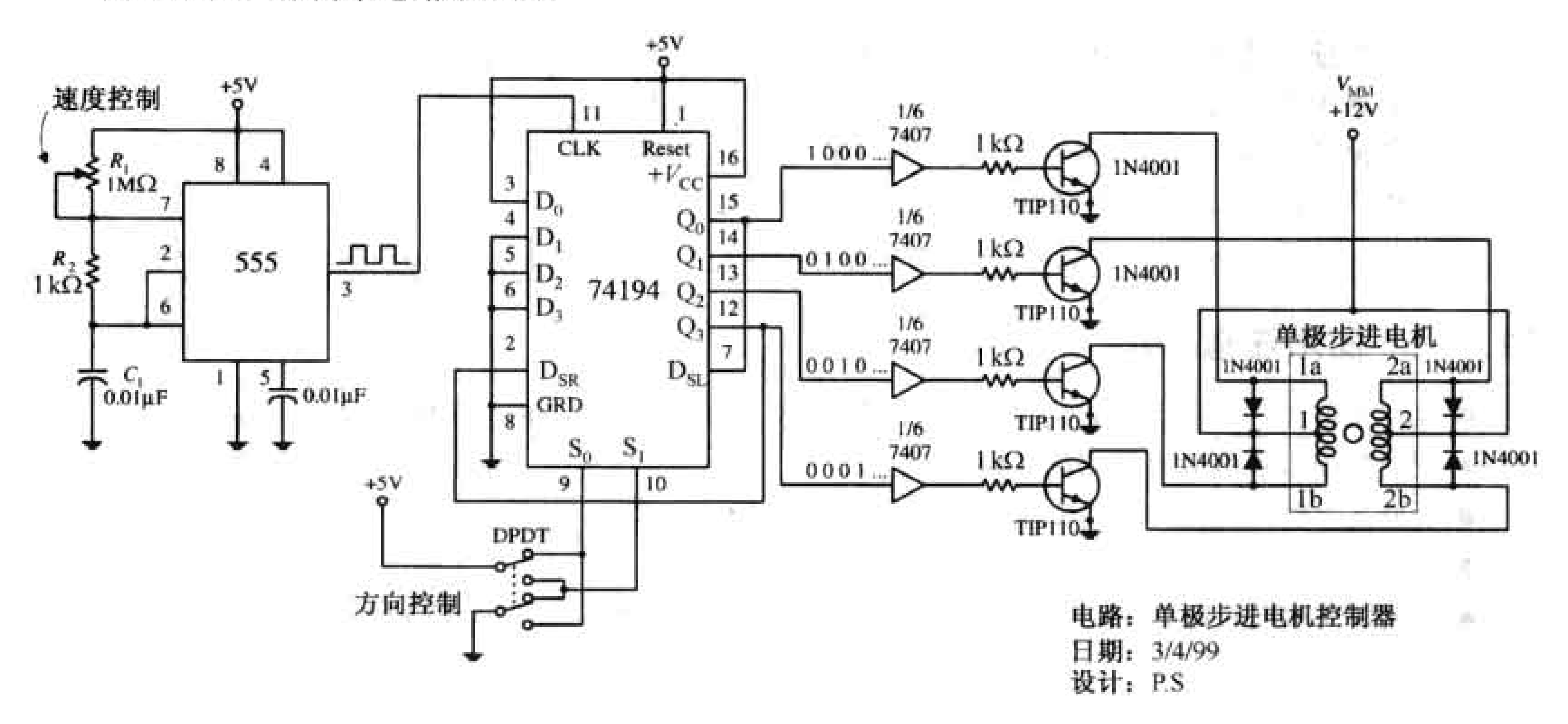


图 14.1　一张简单的电路原理图

电路原理图完成以后,应检查一下是否有可疑之处:是否忘了连线?是否忘了给出元件参数的大小?元件的极性是否标明?是否考虑了元件的耐压范围?连线是否最简单?最好仔细检查一下电路原理,在你焊接元器件时找出一个错误比在画图时擦去一些线要麻烦得多。

14.2.2　电路的仿真

设计电路时,甚至在完成原理图之前,也许会考虑使用一个电路仿真软件去测试你的思路,看看它是否能够正常工作(参见 14.5.22 节)。电路仿真软件允许在不接触真正的元器件的情况下,构建电路的计算机模型,接着测试它。典型的仿真软件包括数字和模拟的元件库,包括分立元件和集成元件。如果想建立一个振荡电路的模型,需要做的就是从元件库中选择元件,设置这些元件的值,调整这些元器件的位置并连接成一个振荡电路。为测试电路,先选择一个仿真的测试仪器,然后把测试仪器的探头连接到在电路中的测试点上。例如:如果想了解振荡器输出的波形是什么形状的,选择仿真的振荡器模型,接着连接测试探头,测量输出波形。电脑的屏幕上会显示输出电压随时间变化的曲线。在仿真软件中,也提供其他测试仪器,通常有万用表、逻辑测试仪、函数发生器和频谱仪等。

为什么在制作真正的电路之前要先用仿真软件进行计算机仿真呢?首先,在用计算机仿真时,不必要担心电路中的元件有故障;其次,不用担心大电流损坏元件(计算机软件不会因为电流过大而烧坏元件);最后,仿真软件帮你做了全部的数学运算工作。仿真软件允许反复调整元件的数值,直到电路工作处于期望状态。使用仿真软件可使电子技术的学习变成为直观的学习过程,并且可节省大量的时间。

常用的仿真软件包括:Electronic Workbench,CircuitMaker 和 MicroSim/Pspice。前两者相对比较容易使用,而后者更为专业(参见 14.5.22 节)。

14.2.3 制作电路的调试样机

(参考 14.5.17 节)原理图完成后,接下来的步骤是制作电路的调试样机。在此阶段,最常用工具是面包板。面包板相当于临时的装配板,在上面放置了电阻、晶体管、集成电路等电子器件,用导线或利用面包板内部连线将它们连接起来(参见图 14.2)。

面包板是带有中心距离约为 2.53 mm 的小正方形插孔方阵。当电线或元件引脚插入这些插孔时,嵌在孔内的弹性金属接头便夹住电线或引脚。面包板插座适用规格为 22 号的金属丝,但也可使用直径在 0.38 ~ 0.81 mm 之间的导线。面包板上方和下方的单排插座是留给正、负电源连接用的,而在中央的缝隙区域之间的插座是为双列直插封装的集成电路设计的(参见图 14.2)。

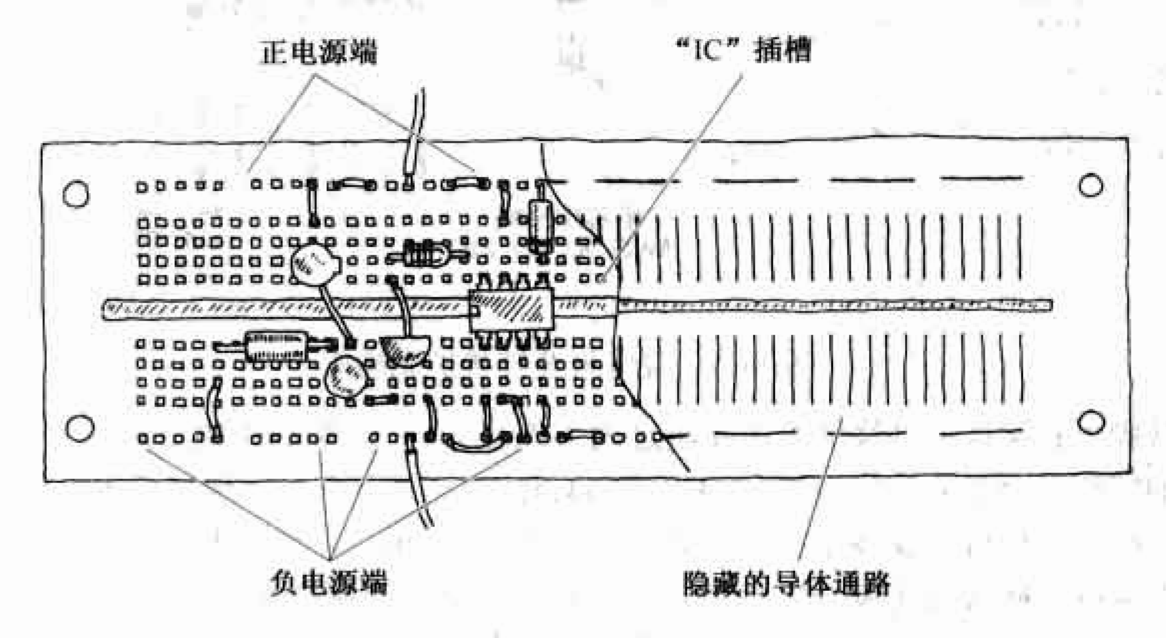


图 14.2 面包板示意图

14.2.4 实际电路的制作

(参考 14.5.17 节)当电路设计完成后,下一步就是要构建一个比较固定的电路。此时,必须选择能安装元件的电路板。可以选择的电路板包括:多孔板、绕线板、成品印制电路板或自制印制电路板。

多孔板

多孔板是一个具有多孔的绝缘板。每个元器件的管脚可以插入其附近的孔中,引脚端插入板的背部,这样电子器件的管脚可对应连接(参见图 14.3)。

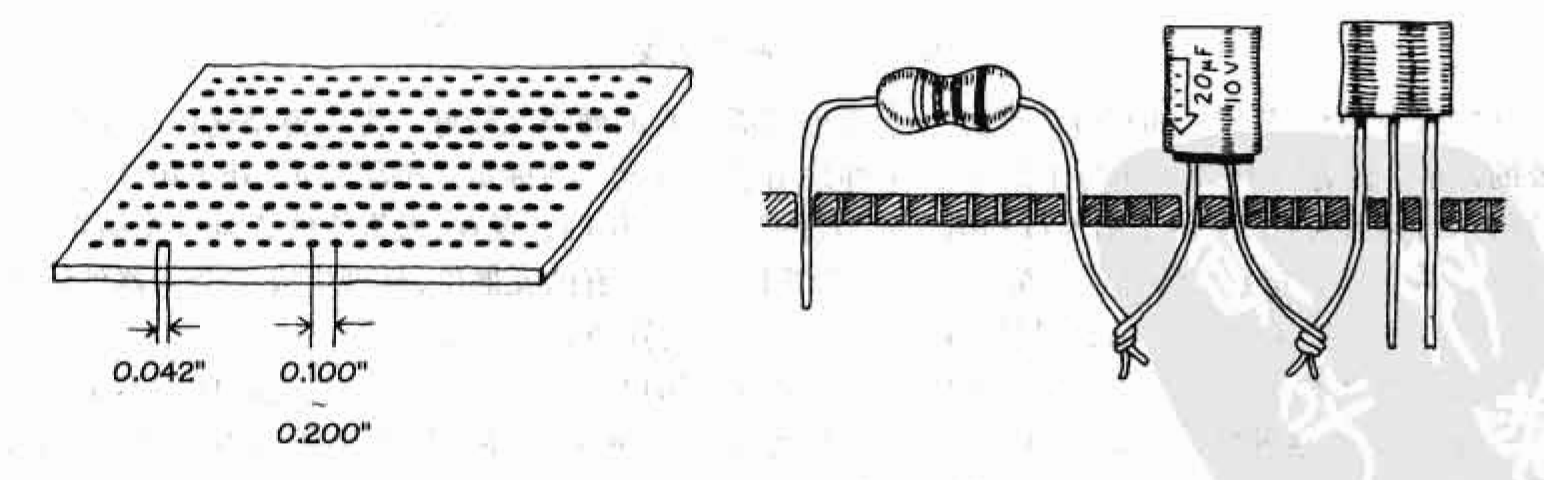


图 14.3 多孔板及管极连接

在多孔板上构建一个电路是很容易的,需要的材料很少,而且制作和连接不需要很多的技术。然而,最后得到的是一个既大又松散的电路。该电路容易引起噪声(跳线相当于小的天线),而且时间久了会散开。所以,多孔板仅用于制作要求较低的简单电路。

绕线板

在安装包含集成电路的较复杂的电路中,使用绕线板可能比较方便。绕线板由若干个插座构成,每组插座在板的边缘都有相应的管状扩充插座(参见图14.4)。

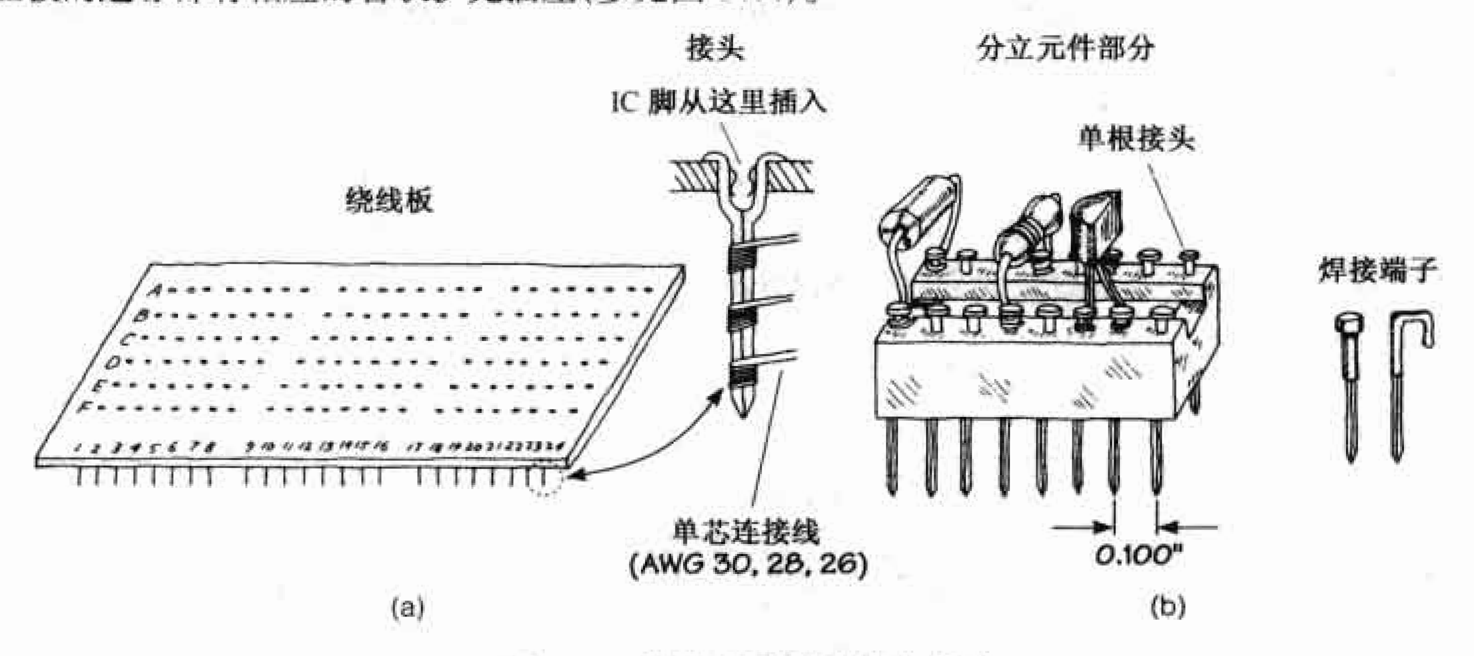


图14.4　绕线板及管状扩充插座

集成电路管脚可直接插入到绕线板的插座之内。而分立元件,例如电阻、电容器和晶体管等,必须安装在类似木块的特殊平台上的钉状引脚上[参见图14.4(b)]。平台有一些像钉子头一样的连接端,分立元件的引脚与其连接。元件可以卷绕在这些类似钉子的脚上,也可以用焊锡焊接在这些钉子脚上。平台上像钉子一样的引脚可以插入绕线板上的插座之内。为了将元器件连接在一起,绕线板背部的端子可以用导线连接起来。为了使导线和钉状引脚连接牢靠,可以使用一个特制的绕线工具(参见图14.5)。该工具利用一个空心的部件将导线缠绕在钉状管脚的周围。使用时先将导线按图所示位置插入,接着将工具的空心套入钉状管脚,然后将绕线工具旋转几圈(通常7圈左右)即可。

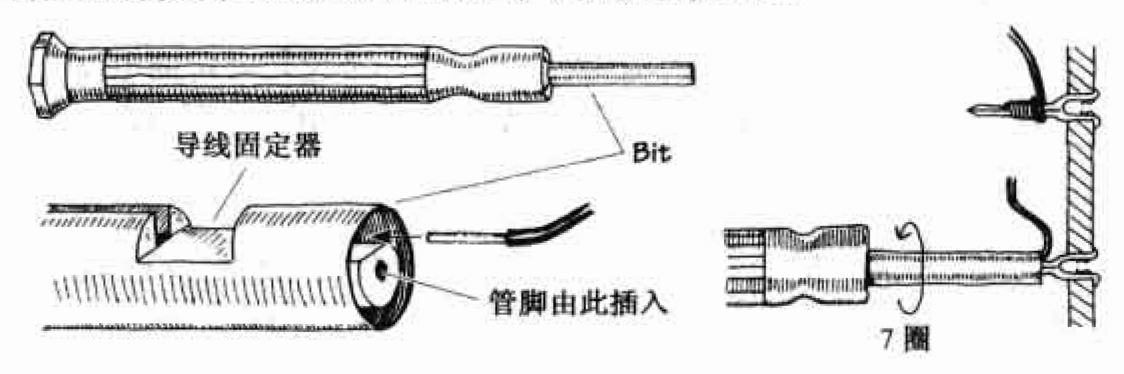


图14.5　特制的绕线工具

在实践中,为了节省时间和避免错误,一次性地完成所有的缠绕比较好。为了遵循这样的原则,要求做必要的记录。注意图14.4(a)中每个插座/接头都给出了一行或一列标识。举例来说,处于第3行和第2列的管脚左边标示为C2,而位于第5行和第7列的管脚就标识为E7。现在,根据绕线板画一个简单的草图,这对于如何在板上安装元器件是有帮助的。在草图上,画上所有的元器件,整理生成一个元器件管脚到特定行/列的坐标图。草图完成后,使用绕线工具,将元件之间管脚对应连接即可。

绕线板适合于含有一定数量的集成电路的电路,如逻辑电路。然而,因为这些板的插座不是针对线性元器件设计的(在这种情况下必须使用分立元件平台),此时,使用成品印制电路板可能会比较容易,或者自制印制电路板。

成品印制电路板

成品印制电路板就是一块按一定的图案预先腐蚀好打孔的敷铜板。将元件的管脚插入相应的孔中,用烙铁焊接即可。孔间的连接是腐蚀后留下的铜线条。成品印制电路板有多种不同的蚀刻图案,图14.6给出了几个简单图例。

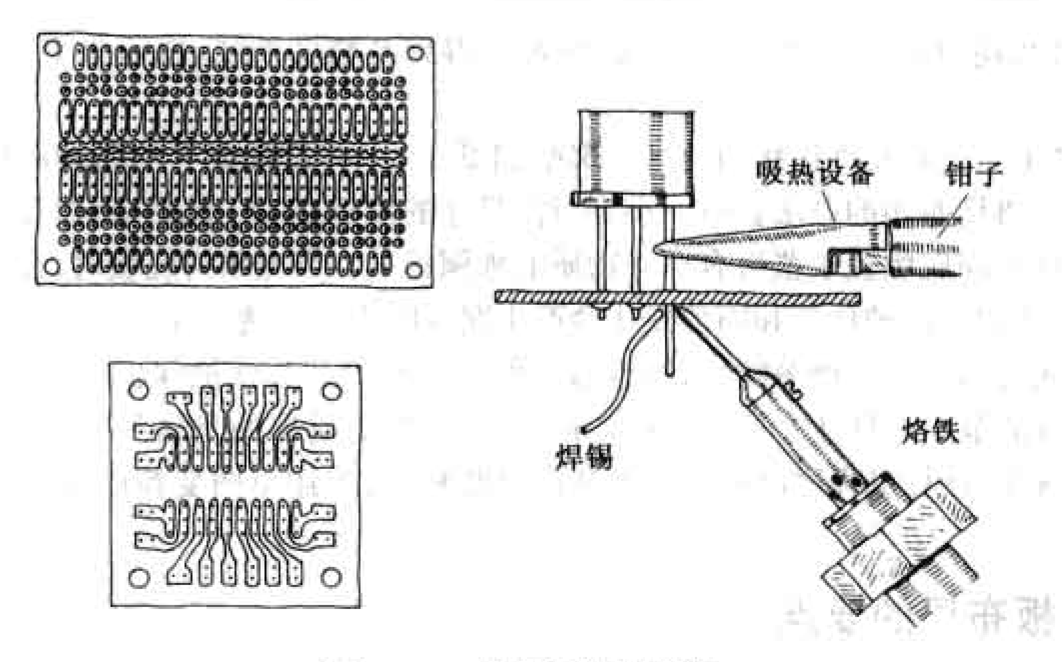


图 14.6　成品印制电路板

自制印制电路板

如果希望制作具有专业外观的电路板，就需要制作 PCB(印制电路板)。通过制作的 PCB，就能做出装配可靠、紧凑，需要很少跳线的电路板(参见图 14.7)。

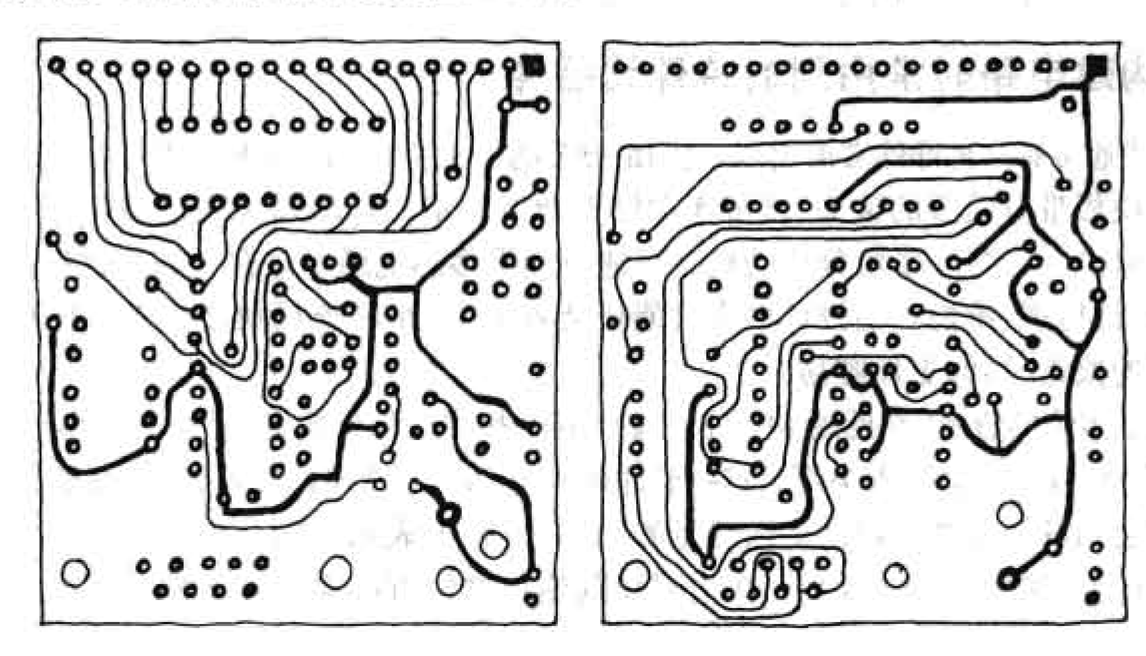


图 14.7　自制印制电路板

设计 PCB 需要花一些时间，但为了确保电路正常工作，尤其是涉及到因导线长度而对某些含器件的电路产生比较大的影响时，花的时间是值得的。例如：射极耦合的逻辑电路要求独特的微带状连线的几何结构和合理的元件布置，以获取快速的上升时间。同时可避免元件之间的串扰噪声。高灵敏度的低压放大电路也需要合理的布局和微带状连线，短而直的互连线有助于减小噪声。

设计 PCB，首先需要确定的是使用单面还是双面敷铜板。其次，必须将原理图变换为元件连接图，包括重新排列元器件，使所有的连接路径短而直。如果可能的话，元件连接图应该避免任何互相交叉的连线。

元件连接图完成后，接着就是把它转换为 PCB 图。转换的技巧是蚀刻掉所有不需要的敷铜部分，并完整无损地保留传输导线。这里有许多不同的印字/蚀刻技术可供选择。也许最简单的技术是使用 PCB 的成套工具(可以从无线电商店购买)。典型的成套工具带有单面或双面的敷铜板、一瓶腐蚀剂、一支油性记号笔、一瓶擦洗的酒精、一个钻头。在制作腐蚀电路板时，首先要用铅笔将元件连接图画在敷铜板上；接着"打孔"；再用油性笔描画出元件连接图的轮廓，在钻孔位置务必环绕画一圈。此后，把板放在装有腐蚀液的容器里，直到没有涂上油性墨水的铜完全溶解，再把板从腐蚀的容器中拿出来，用清水冲洗，然后用浸有酒精的布擦去油性墨水。使用这套工具的问题是一次只能制作一块电路板，且油性笔画线的精度有一

定的限制。如果有兴趣制作大量相同的电路板且希望得到高精度的线,就需要更精密的技术,即光化学加工。

光化学加工技术包括将元件连接图转画到聚酯膜纸上,用剪刀裁剪下电路的图样。聚酯薄膜的电路图样模板完成以后,再用照相的办法获得缩小到所需尺寸的模板底版。此后,将覆盖一层感光物质的敷铜板置于照相底版下面,即底版置于覆盖有感光物质的敷铜板上。当光照射底版时,在底版透明区域下面就会发生物理和化学变化。这种化学和物理变化会产生腐蚀时不能渗透的保护层。当感光后的敷铜板放入腐蚀液中时,未感光的部分都会被溶解,而经过感光保护处理的部分就被保留。最后,使用分离溶剂去掉保护层,在需要引线的节点上打孔。这个过程是相当耗时的,更重要的是这种技术已经过时了(至少绘图阶段的那部分)。现在,计算机程序已被应用于制作电路板,把上述草图变换成底版可以用特制的机器完成。

14.2.5　电路板布局的要点

当在电路板上排列元件时,集成电路和电阻应该成排且同向放置。电路板四周务必留 1/4 英寸① 的边界,该空间留给接插件、引线和支架使用。将电源引线及其他输入、输出引脚放置在板的边缘,通过安装在板边缘的 D 连接插头、接线柱等其他接插件与其连接。避免在电路板上安装质量较大的元件,以防止跌落时损坏电路板。最好在靠近半导体二极管和电解电容的附近放置极性标志,在集成电路引脚旁边放置标号。另外也应标出测试点、微调元件的功能(比如,调零)、输入与输出、指示灯功能和电源线接头等。

14.2.6　在构建电路时常用到的特殊元器件

构建电路阶段通常有三种部件常被用到,它们是镀金的 I/O 接口模板、集成电路与晶体管插座和散热器。

典型的标准模板带有镀金的接头,接头通常位于 PCB 边沿。每块模板通过塑料导入装置与边缘连接器中[参见图 14.8(a)]。这样,多块分离的板就可通过扁平多芯电缆连接在一起。这样做的好处是很容易将它们拔出来,进行检查、维修。当设计多重功能板装置时,每个功能模块使用单独的模板是很明智的选择。这会使以后的检查、维修更加容易。

集成电路和晶体管的管座[参见图 14.8(b)]通常用在器件经常更换的地方。在电路中使用管座是很诱人的,但太多的管座,以后也会使人头疼。这些管座的插座部分通常质量较差,时间长了会导致接触不良。

散热片是固定到发热器件上帮助扩散热量的,是具有很大表面积的金属件。散热片通常由螺丝钉和垫圈连接到元器件上[参见图 14.8(c)]。在垫圈和散热片之间可以涂上导热硅胶以提高电子元器件和散热片之间的热传导率。

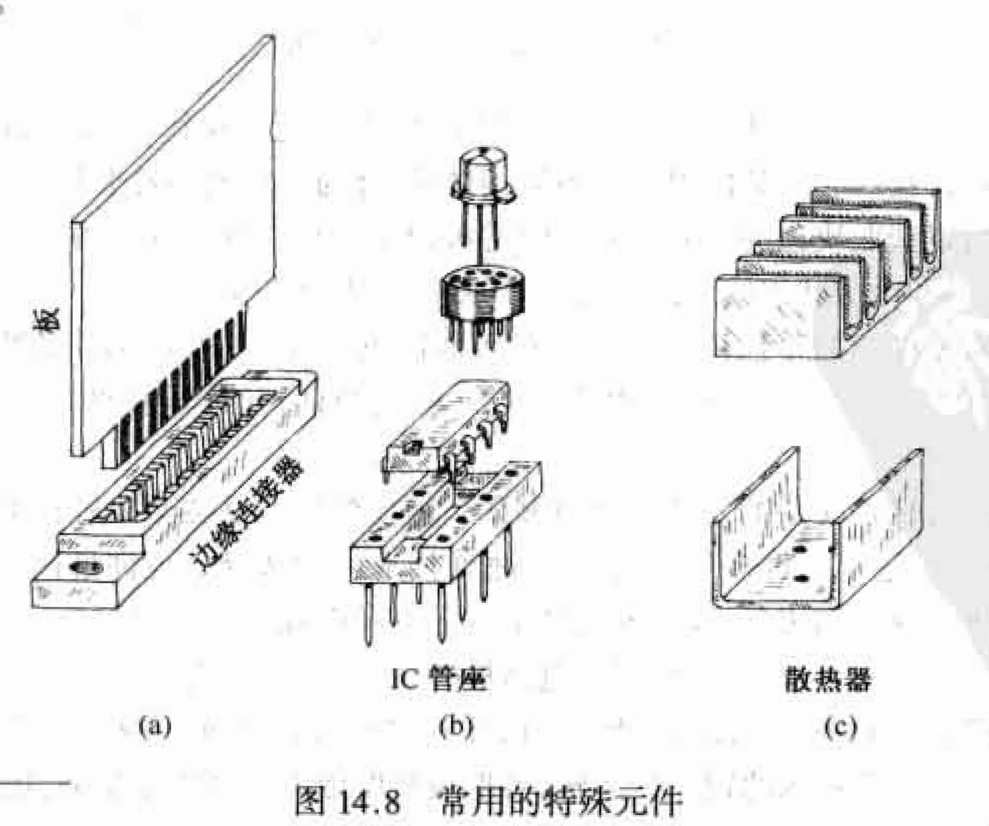


图 14.8　常用的特殊元件

① 1 英寸 = 2.54 cm——编者注。

14.2.7 焊接

焊锡是一种锡和铅的合金(参见 14.5.16 节),它用来将元件连接在一起,通常与松香剂混合在一起使用,松香可以溶解金属表面的氧化物。在焊接铁器之前,金属表面必须用溶剂、锉刀或砂纸清除氧化物。

当焊接印制电路板时,要使用低功率的电烙铁(25 ~ 40 W),为了确保不虚焊,烙铁头必须呈现亮的焊锡。一段时间后,这层焊锡被氧化后会变黑,所以要用海绵擦亮后再焊接。

保证不虚焊的技巧是先将两个金属片的连接部分加热,然后再熔化焊锡,这样熔化的焊锡就会流向元件加热的位置,保证可靠连接。

当焊接电路时,不要将焊锡溅在电路板上,如果有小粒焊锡滴在两条分离的导线上,必须把它们切开。焊完后,要仔细检查有没有溅落的焊锡。

保护敏感器件,防止被电烙铁烫坏,可用镊子夹紧加热的元件引脚使之降温。特制的散热夹子也可以达到这个目的。

14.2.8 拆焊

如果连接错了或者必须更换一个元器件,必须再次熔化焊锡,然后在焊锡尚未固化时尝试用力拉拔元件即可。然而,这种方法通常是不容易的,例如在处理集成电路时,更好的方法是先将焊锡熔化,然后用吸锡器将焊锡吸掉。另一种吸焊锡的方法是用吸锡绳,吸锡绳通过毛细管的吸收原理让焊锡离开焊接点。

14.2.9 安装电路

电路可以安装在一个铝盒或塑料盒内。通常在设计高电压设备时使用铝盒,而塑料容器通常用在低电压设备场合。如果设计高压电路并将电路放在一个铝盒里,要将盒子接地,以确保安全。

放在铝盒里的电路板要支撑起来,与壳底隔开一段距离,不能接触。如果电路要接入交流电源,可以在盒子的背面钻孔,装上橡胶护套,再穿入电源线。在前面板上设置常用开关、按键和指示灯,不常用的开关和保险丝置于后面板。如果电路可能产生大量的热(功率大于 10 W),可以考虑安装一台散热风扇。对于工作在低压的电路,简单地在盒子的底部或顶部打一些孔,将会增加散热效果。主要的发热器件,如大功率的电阻、晶体管,应放置在盒子背面,与散热片相连接。确保散热片安装在垂直方向。还有,如果要制作的是一个多块板槽的装置,应将所有的板并列放置,使之更好地通风(参见图 14.9)。

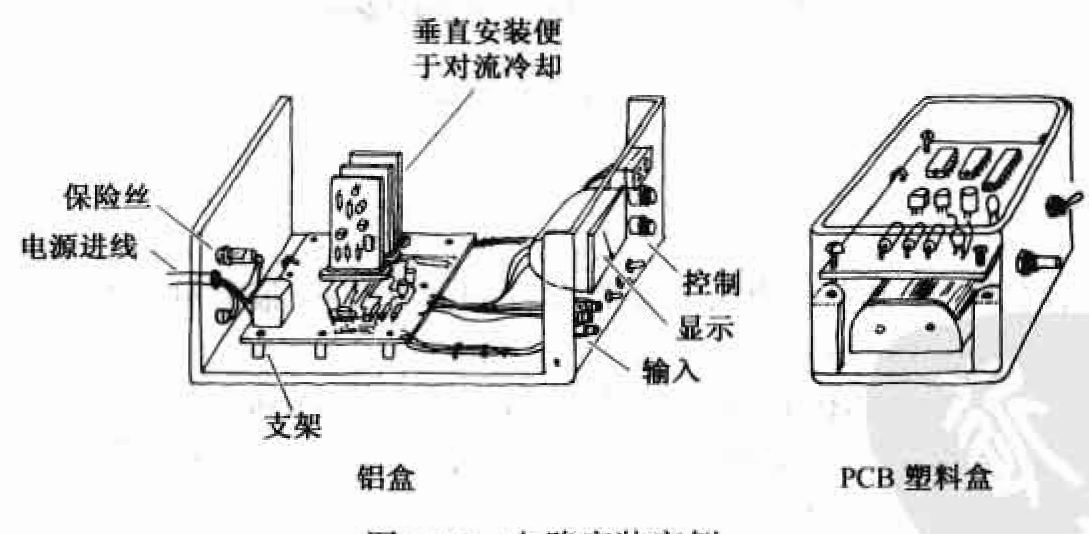


图 14.9　电路安装实例

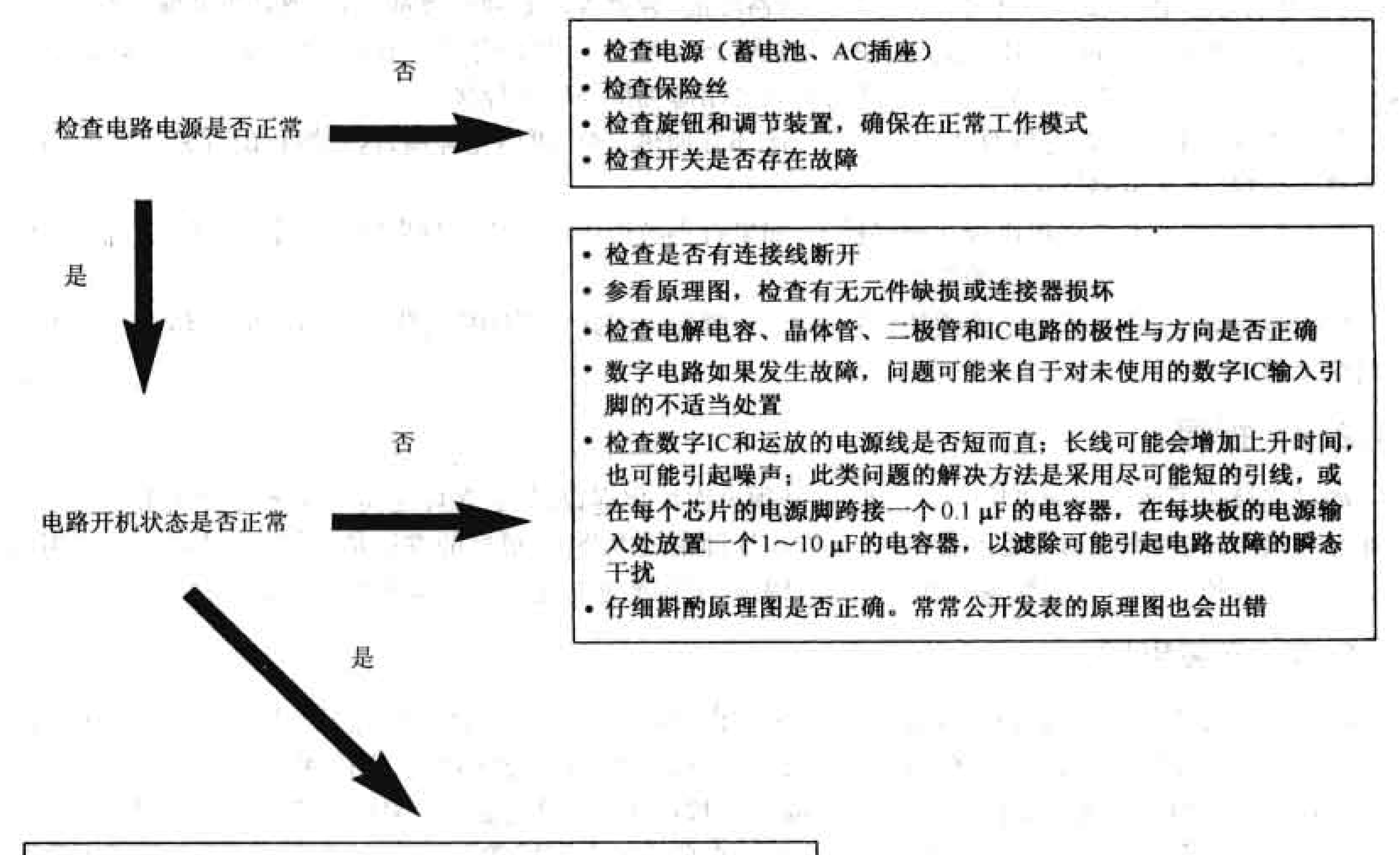
通常塑料壳体内部设置有固定电路板的安装支架。比较典型的是电路板的下方应留有足够的空间,以放置电池和扬声器等元件。

14.2.10 常用工具

工作台上最好备有以下工具(参见 14.5.18 ~ 14.5.21 节):尖嘴钳、剪刀、焊锡、电烙铁、吸锡器、IC 插座、镊子、溶剂、散热夹子、电路板固定器、螺钉、螺母、垫圈(4 ~ 40,6 ~ 32,10 ~ 24)、接线柱、金属铆钉、导线固定器、电缆夹、排线、连接线、各式各样的热缩管、金属圈和保险丝座等。

14.2.11 电路故障的排除

如果电路产生故障,可参照图 14.10 所示故障检测流程图检查。



检查是否有元件格外发烫，有时也会闻到某种气味。如果有发烫元件，可能是元件过热引起。更换大功率元件即可解决，或许会用到散热器



根据故障现象，可尝试将电路分隔。可能更换某些元件，故障就可排除。如果还解决不了，可参阅文献，查找类似电路的论述资料。这些资料经常会涉及到故障原因，可帮助读者解决问题

图 14.10 排除电路故障的流程

14.3 万用表

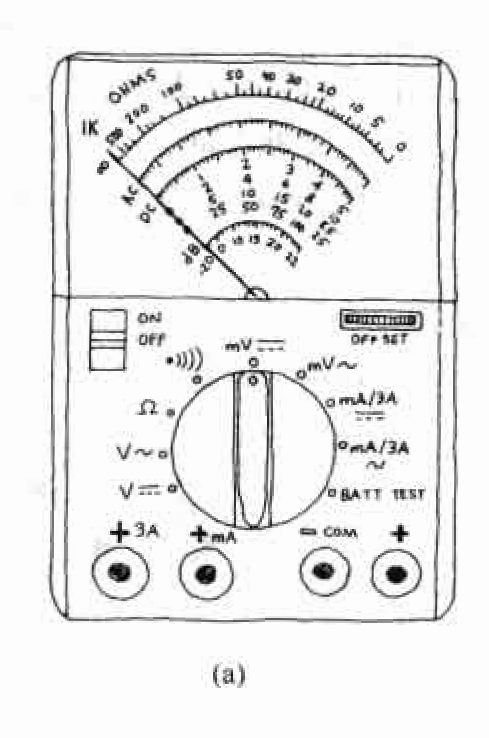
万用表是一种可测量电流、电压和电阻的仪器(参见 14.5.3 节)。最常用的两种万用表是模拟式万用表和数字式万用表,如图 14.11 所示。

两种万用表之间最明显的差别在于模拟表使用指针机构(指针沿校准刻度盘摆转),而数字万用表则是使用数字电路将输入的测量值转化为数字值直接显示。从技术上说,模拟表的精确度比数字表低,而且读数比较麻烦。此外,模拟表的分辨率为 1%,而数字表为 0.1%。尽管有这些局限性,在测量中要考虑噪声影响时,模拟表比数字表优越。数字表在噪声较大时工作会出现异常,而模拟表相对地就不受这种干扰的影响。

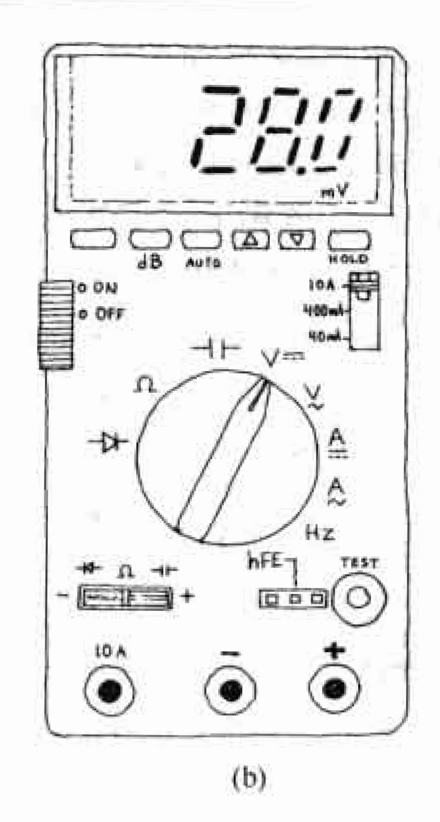
14.3.1 基本功能

电压测量

万用表测量电压的关键在于选择合适的电压量程。如果要测量直流电压,量程开关要旋转到直流电压挡。如果要测量交流电压,则量程开关应旋转到交流电压挡。注意,交流挡显示的电压值为交流电压的有效值($V_{rms} = 0.707 V_{pp}$)。万用表设置好后,可将万用表两表笔直接接在要测量电压的两节点上,两点间的电压就可测量出来。例如,图 14.12 显示了测量电阻器两端电压的方法。



(a)



(b)

图 14.11　(a)模拟式万用表;(b)数字式万用表

电流测量

测量电流和测量电压一样简单,唯一不同的是必须将被测电流支路断开。电路开路后,将万用表的两根表笔连接到的两个断点上(万用表是串联接入的)。图 14.13 显示了测试电流的方法。测试交流电流时,万用表必须打到交流有效值挡。

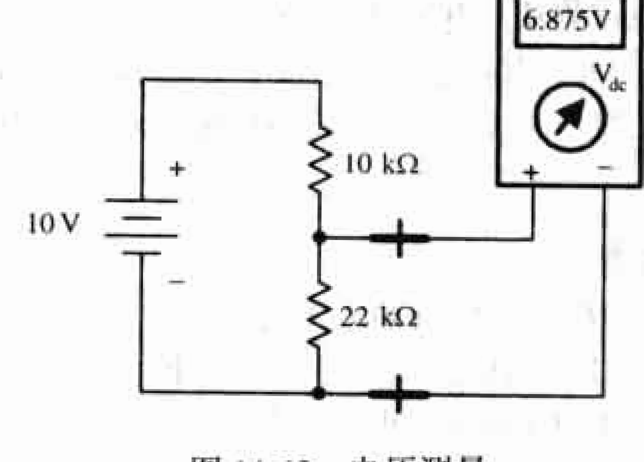


图 14.12　电压测量

电阻测量

万用表测试电阻的方法比较简单,断开被测电阻的电源,将两表笔跨接在被测电路两端即可。当然,要确认万用表的转换开关预先旋转到欧姆挡上。

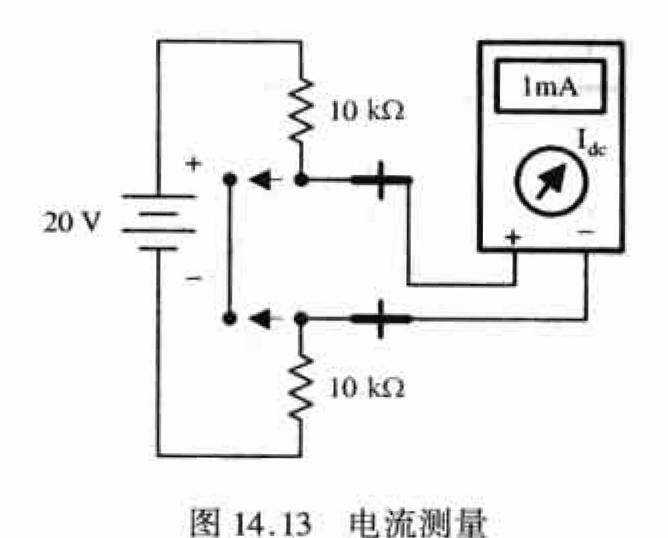


图 14.13　电流测量

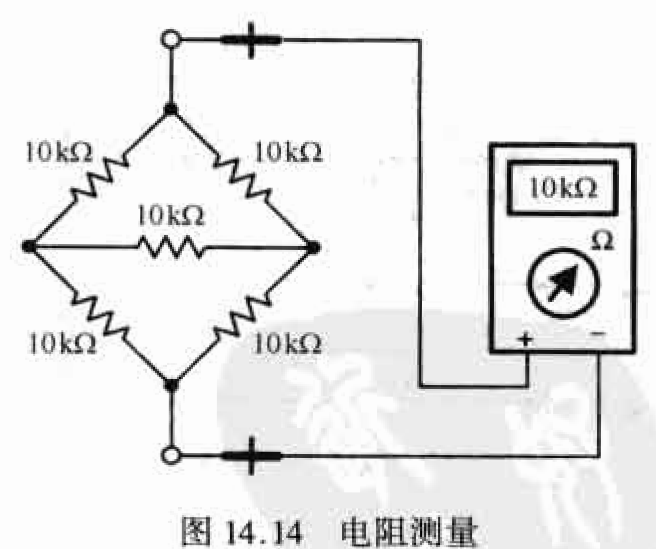


图 14.14　电阻测量

14.3.2　模拟万用表的工作原理

万用表是集电流表、电压表和欧姆表于一体的多用表。分析掌握这三种表各自的工作原理,对于理解整个万用表的工作原理是很有帮助的。

电流表

电流表使用一个直流检流计,检流计的偏转角与流过它的电流成正比。检流计的线圈有一定的内电阻 R_m,这个就意味着测量时 R_m(典型的 R_m 大约为 2 kΩ 左右)要串联到电路中去,如图 14.15 所示。检流

计可以单独用来测量电流;然而,如果输入的电流比较大时,它就会迫使指针偏转超出刻度盘的正常范围。为了避免这种影响,可并联一些适当的分流电阻,将可能导致指针超偏的电流从检流计分流。电流值可从刻度盘上直接读出,刻度盘和分流电阻的选择相对应。为了使检流计能够测量交流电流,可加入一个整流桥,如图 14.15 所示电路。在图中,交流电流单方向地通过检流计,典型的电流表的输入电阻为 2 kΩ 左右。理想情况下,电流表的输入电阻为零。

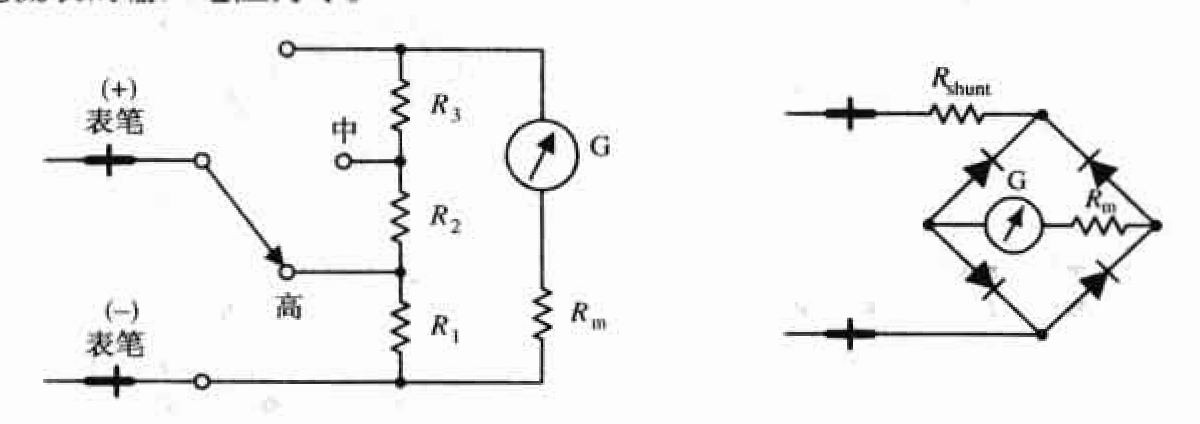


图 14.15 电流表的工作原理

电压表

和电流表一样,模拟电压表也使用直流检流计,其内阻为 R_m。当电压表的表笔跨接在被测电压两端时,电流将从高电压端通过检流计流向低电压端。在这个过程中,通过的电流和指针的偏转角与电压成正比。另外,同电流表类似,这里使用分压电阻来校准和控制指针的偏转角(参见图 14.16)。为了测量交流电压,像电流表一样,加入整流桥。典型的电压表的输入电阻为 100 kΩ。理想电压表的输入电阻为无穷大。

欧姆表

为测量电阻,欧姆表使用一个内置的电池为被测电阻和检流计提供电流(检流计和被测电阻是串联的)。如果被测电阻小,通过检流计的电流就大,产生的偏转角也大。而被测电阻大,通过检流计的电流就小,产生的偏转角也小。这样,流过检流计的电流和被测电阻一一对应。欧姆表使用前必须要短路两根表笔进行调零校准。像其他表计一样,欧姆表也用分流电阻来控制和校准指针的偏转角。典型的欧姆表的输入电阻为 50 Ω 左右。一个理想的欧姆表的输入电阻为零(参见图 14.17)。

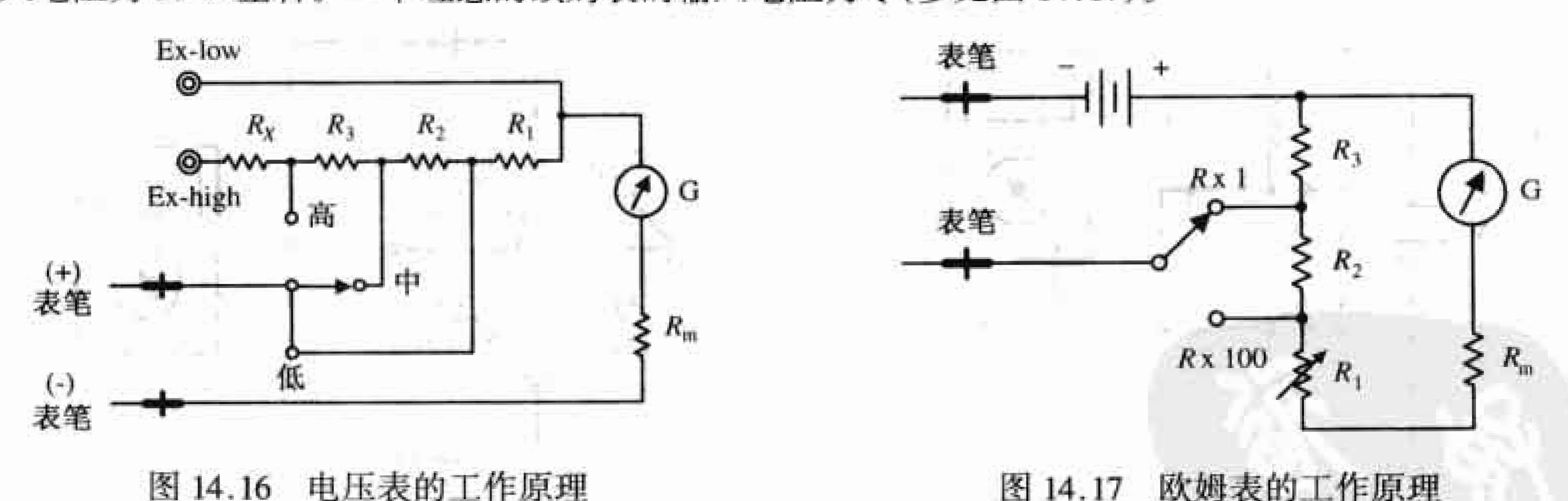


图 14.16 电压表的工作原理

图 14.17 欧姆表的工作原理

14.3.3 数字万用表的工作原理

数字万用表由许多模块组成,如图 14.18 所示。信号定标电路是一个相当于选择开关的衰减器。信号调节器将定标后的输入信号转换为一个在数模转换范围内的直流电压。在测量交流电压时,交流电压先通过精密的整流滤波器转换为直流电压。有源滤波器增益的设置原则是保证转换的直流电平和被测交流电压或电流的有效值相等。A/D 转换器将直流模拟输入信号转换数字输出信号。数字显示器显示出被测量的数值。控制逻辑电路用来使 A/D 转换器和数字显示电路同步工作。

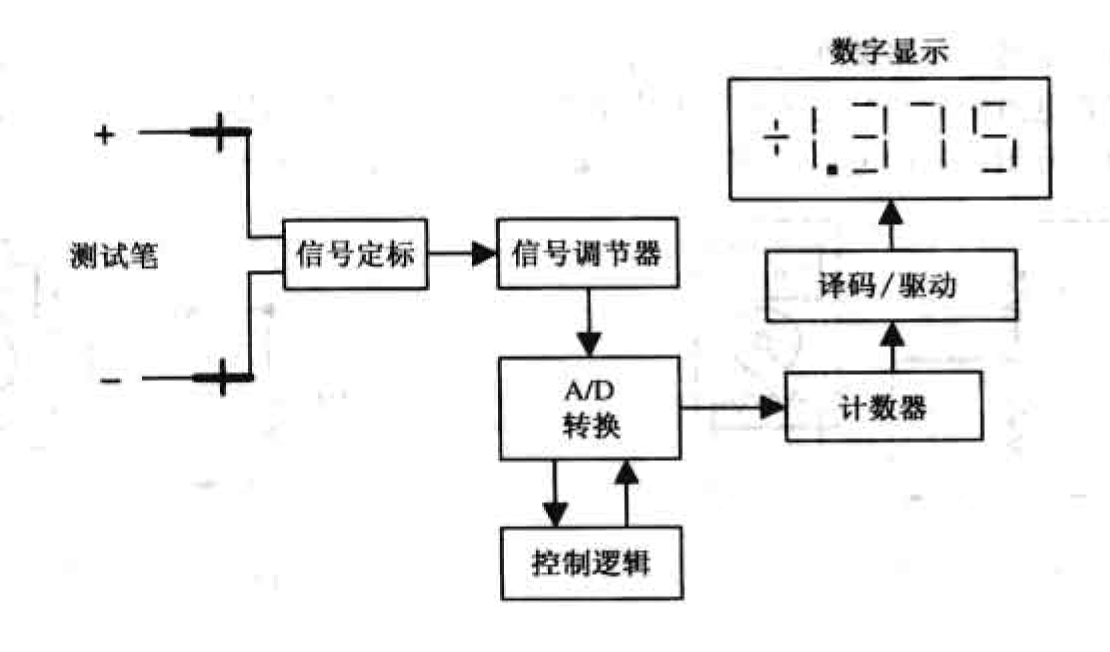


图 14.18 数字万用表的工作原理

14.3.4 测量误差

当测量流过负载电流(或电压/或跨接的电阻)时,从万用表上读取的值和被测量的实际值相比,总是有差别的。这个误差来自于万用表的内阻。对于不同的工作模式(电流/电压/欧姆)来说,万用表的内阻是不相同的。实际电流表内阻的典型值大约为 2 kΩ 左右,而电压表的输入内阻通常大于或等于 100 kΩ,对于欧姆表来说,其内阻通常在 50 Ω 左右。为了获得精确测量,了解这些仪器的内阻是很必要的。下列例子表明在给定仪表内阻的条件下,读数的相对误差如此之大。

电流测量误差

如果电流表的内阻为 2 kΩ,计算如图 14.19 所示电路的读数误差。

$$I_{\text{true}} = \frac{400\ \text{mV}}{4\ \text{k} + 4\ \text{k}} = 50\ \mu\text{A}$$

$$I_{\text{measured}} = \frac{400\ \text{mV}}{4\ \text{k} + 4\ \text{k} + 2\ \text{k}} = 40\ \mu\text{A}$$

$$\text{误差}(\%) = \frac{50\ \mu\text{A} - 40\ \mu\text{A}}{50\ \mu\text{A}} \times 100\% = 20\%$$

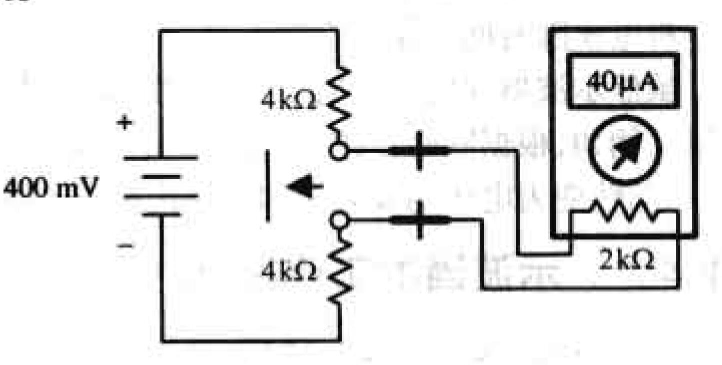


图 14.19 电流测量误差

电压测量误差

如果电压表的输入电阻为 100 kΩ,计算如图 14.20 所示电路的读数误差。

$$V_{\text{true}} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega}(20\ \text{V}) = 10\ \text{V}$$

$$V_{\text{measured}} = \frac{100\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega + (100\ \text{k}\Omega \times 100\ \text{k}\Omega)/(100\ \text{k}\Omega + 100\ \text{k}\Omega)} = 6.67\ \text{V}$$

$$\text{误差}(\%) = \frac{10\ \text{V} - 6.67\ \text{V}}{10\ \text{V}} \times 100\% = 33\ \%$$

电阻测量误差

如果一个欧姆表的输入电阻为 50 Ω,计算如图 14.21 所示电路的读数误差的百分比。

$$R_{\text{true}} = 20\ \Omega$$

$$R_{\text{measured}} = 200\ \Omega + 50\ \Omega = 250\ \Omega$$

$$\text{误差}(\%) = \left|\frac{200\ \Omega - 250\ \Omega}{200\ \Omega}\right| \times 100\% = 25\%$$

为了使测量误差尽可能小,电流表的输入电阻应小于被测电路的戴维南等效电阻的 1/20。相反地,电

压表的输入电阻应大于被测电路戴维南等效电阻的 20 倍。欧姆表也一样,欧姆表的输入电阻也应小于被测电路的戴维南等效电阻的 1/20。在这些简单的原则下,将测量误差降低到 5% 以下是可能的。另外一种方法就是查询或测量万用表的内阻值,利用加上或减去内阻对误差进行修正(参见附录 B)。

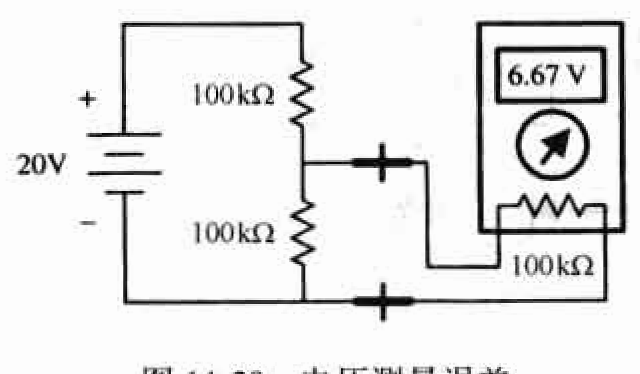


图 14.20 电压测量误差

图 14.21 电阻测量误差

14.4 示波器

示波器仅可测量电压,不能测量电流和电阻(参见 14.5.5 节)。示波器是可快速绘制输入信号与时间或与另一个输入量关系的 XY"绘图仪"。示波器显示屏看起来和电视机的屏幕一样。当信号施加到示波器输入端时,屏幕上就会出现光点。当输入电压发生变化时,光点也随之上、下或者左、右移动。示波器的纵轴(Y 轴)通常表示电压,光点根据瞬时电压值进行向上或向下移动;而横轴(X 轴)通常作为时间轴。在时间轴上,通过控制示波器内部产生的线性斜坡电压,使光点按照一定的速率在屏幕上向左或向右移动。如果输入信号是周期性的,比如正弦波,则示波器显示出相对静止的正弦曲线。正因如此,示波器成为一种分析电压随时间变化的有用工具。

虽然示波器仅能测量电压,但是可以通过转换电路,将电流、形变、加速度和压力等转换成电压量进行测量。例如,根据欧姆定律,用电阻把电流转换为电压,通过测量电阻的电压可间接地测量电流。而把形变、运动转变为电压则要利用相应的传感器。通过标定,可通过压力传感器来准确地测量压力。

14.4.1 示波器的工作原理

示波器的主要部件是阴极射线管。示波器内部电路的作用是获取输入信号并将其转化为一组提供给示波管的电压,以控制电子束的偏转(确定电子束显示的位置)。大多数示波器上的旋钮和开关都是用于改变内部电路发送给阴极射线管的控制指令的,如电压比例、时间基准、电子束强度、电子束聚焦、通道选择、触发电平等(参见图 14.22)。

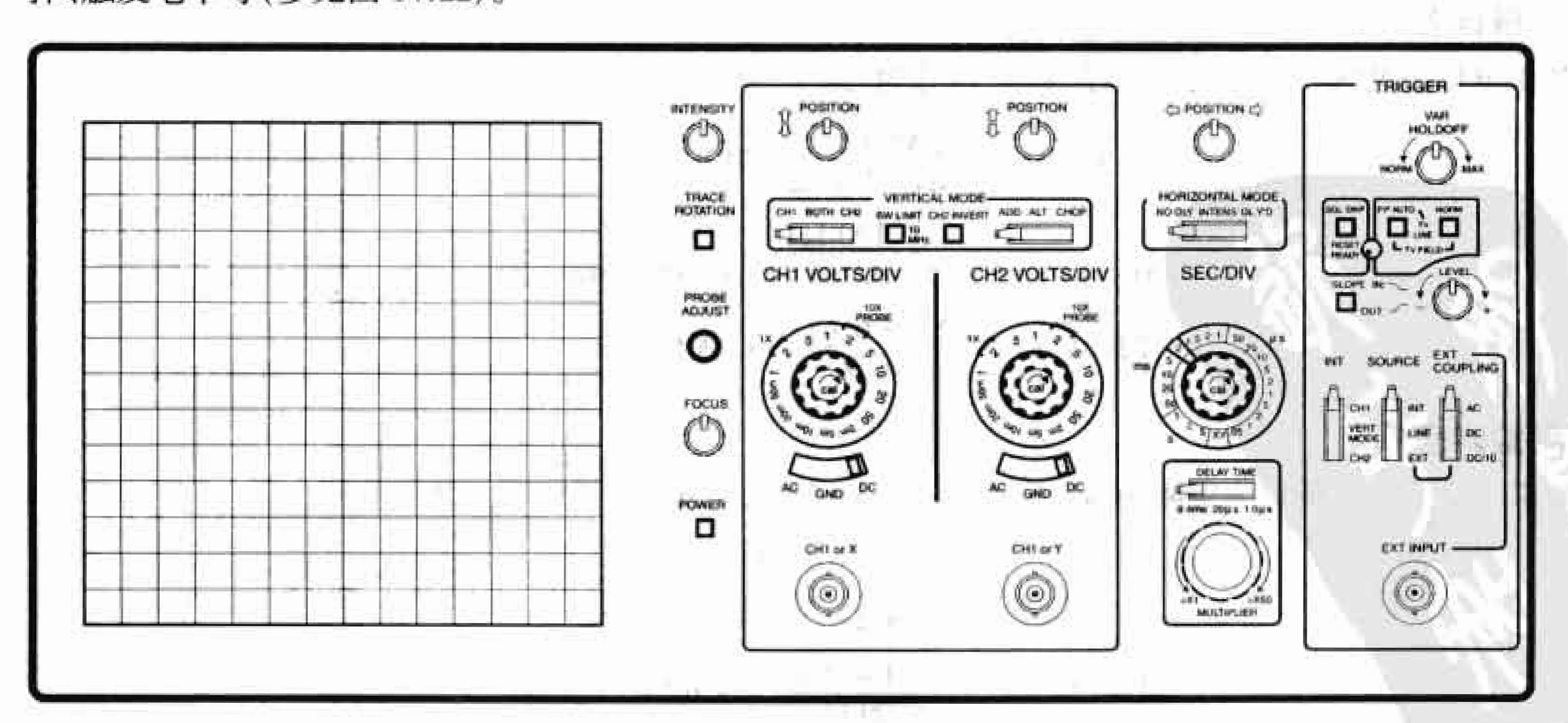


图 14.22 示波器面板

阴极射线管

阴极射线管由电子枪(灯丝、阴极、控制栅极、第一阳极)、第二阳极、垂直偏转板、水平偏转板和荧光屏组成(如图 14.23 所示)。当电流流过灯丝时,灯丝加热阴极使其发射电子。控制栅极控制发射的电子数量,即控制流过电子枪的电子数量,从而达到控制电子束强度的目的。如果栅极为负电压,从阴极到达栅极的电子数量将减少,导致电子束的电流减少。通过施加控制电压或聚焦电压到第一阳极可使电子束聚焦成极细的一束。在第二阳极施加高电压,为电子束提供碰撞荧光屏以发射光子所需的动能。阴极射线管中产生聚焦电子束的部分称为电子枪。在第二阳极和荧光屏内表面之间有两对静电偏转板(垂直和水平)。一对使电子束产生垂直偏转,一对使其水平偏转。例如:当其中负极板的电位比正极板低时,电子束将远离负极板并向正极板偏转(电子束中电子向前运动的速度通常很快,故电子不会与极板碰撞)。当锯齿波电压施加于水平偏转板时,逐渐上升的电压使电子束从负极板向正极板偏转,即电子束在荧光屏上做水平方向的移动,而施加于垂直偏转板的电压将使电子束做上下移动。

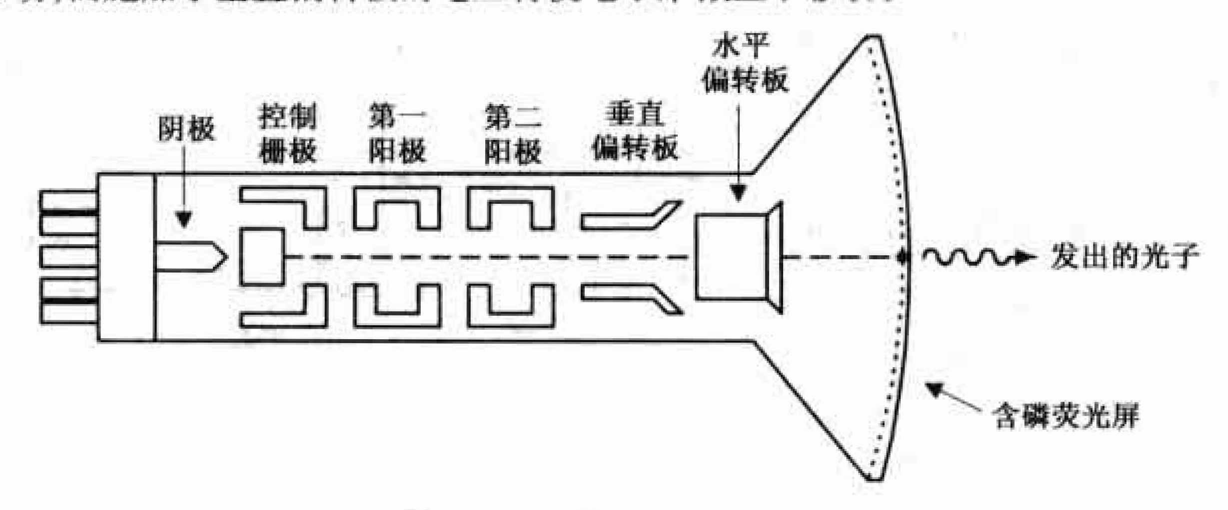


图 14.23 阴极射线管的结构

为更好地理解示波器工作原理,必须了解如何将输入信号转化为控制电子束偏转轨迹的电子信号或电压信号。下面介绍示波器的内部电路(如图 14.24 所示)。

14.4.2 示波器的内部电路

以正弦信号为例,分析内部电路如何将它转化为波形,显示在屏幕上。首先将正弦信号送至垂直输入端,进入垂直扫描信号放大器,将其放大到足以使电子束偏转的电压等级。垂直放大器将信号送到扫描选择器。当选择器切换到内部位置时(另一种位置后面介绍),来自于垂直放大器的信号进入同步信号放大器。同步信号放大器用于同步水平扫描信号(这里是锯齿波)和测试信号。如果没有同步信号放大器,波形将会在水平方向上随机移动。同步放大器将信号送到锯齿波扫描发生器,触发扫描周期的开始。锯齿波扫描发生器将锯齿波信号送到水平放大器。与此同时,锯齿波扫描发生器也送一路信号到消隐电路,使消隐电路的负高压加到控制栅极(或阴极射线管负极高正电压),保证回扫时关闭电子束。最后,从垂直和水平放大器输出的电压被同步送到垂直偏转板和水平偏转板,荧光屏上显示的就是正弦曲线的波形。

本节后面将介绍另外一些特性,如 Y 轴直接输入、X 轴直接输入、X 轴外输入、外触发、电源触发、XY 方式等。需要注意的是示波器的水平偏转板并不全是输入锯齿波电压。通过调节旋钮和改变输入,也可输入其他的输入信号到水平轴。亮度控制、聚焦、水平和垂直偏转原理的了解需参阅示波器电路图。

14.4.3 电子束的控制

当水平和垂直偏转板上无电压作用时,电子束的焦点显示在荧光屏的中心[参见图 14.25(a)]。

当直流电压加到垂直偏转板上时,而水平偏转板上无电压作用时,电子束根据电压大小上下移动[参见图 14.25(b)]。

当正弦电压加于垂直偏转板上,而水平偏转板上无电压作用时,Y 轴为一垂直亮线[参见图 14.25(c)]。

当锯齿波电压加于水平偏转板上,而垂直偏转板上无电压作用时,电子束由左到右扫描成一亮线。在这个锯齿波周期过后,电子束又从左边重新开始扫描[参见图 14.25(d)]。

当直流电压加于垂直偏转板上,锯齿波加于水平偏转板上时,一水平线根据施加于垂直偏转板上的电压大小做上下移动[参见图 14.25(e)]。

当正弦电压和锯齿波电压分别施加于垂直和水平偏转板上时,电子束随着信号电压的上升而升高。同时,电子束也随施加于水平偏转板的锯齿波电压向左边移动。因此,荧光屏显示了正弦曲线[参见图 14.25(f)]。如果输入的正弦信号的频率是锯齿波的两倍,则在荧光屏上将显示两个周期的波形。

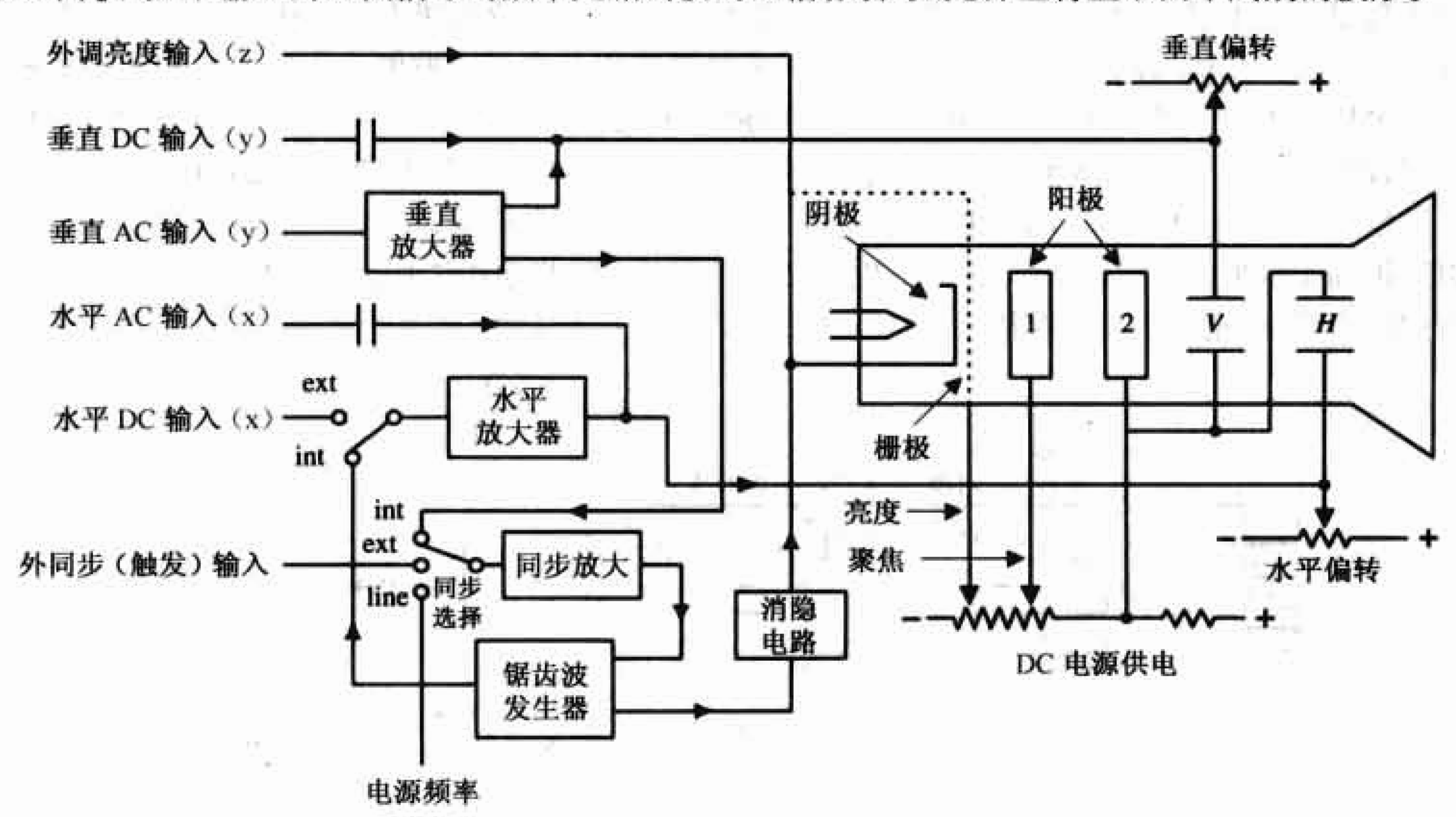


图 14.24 示波器的内部电路

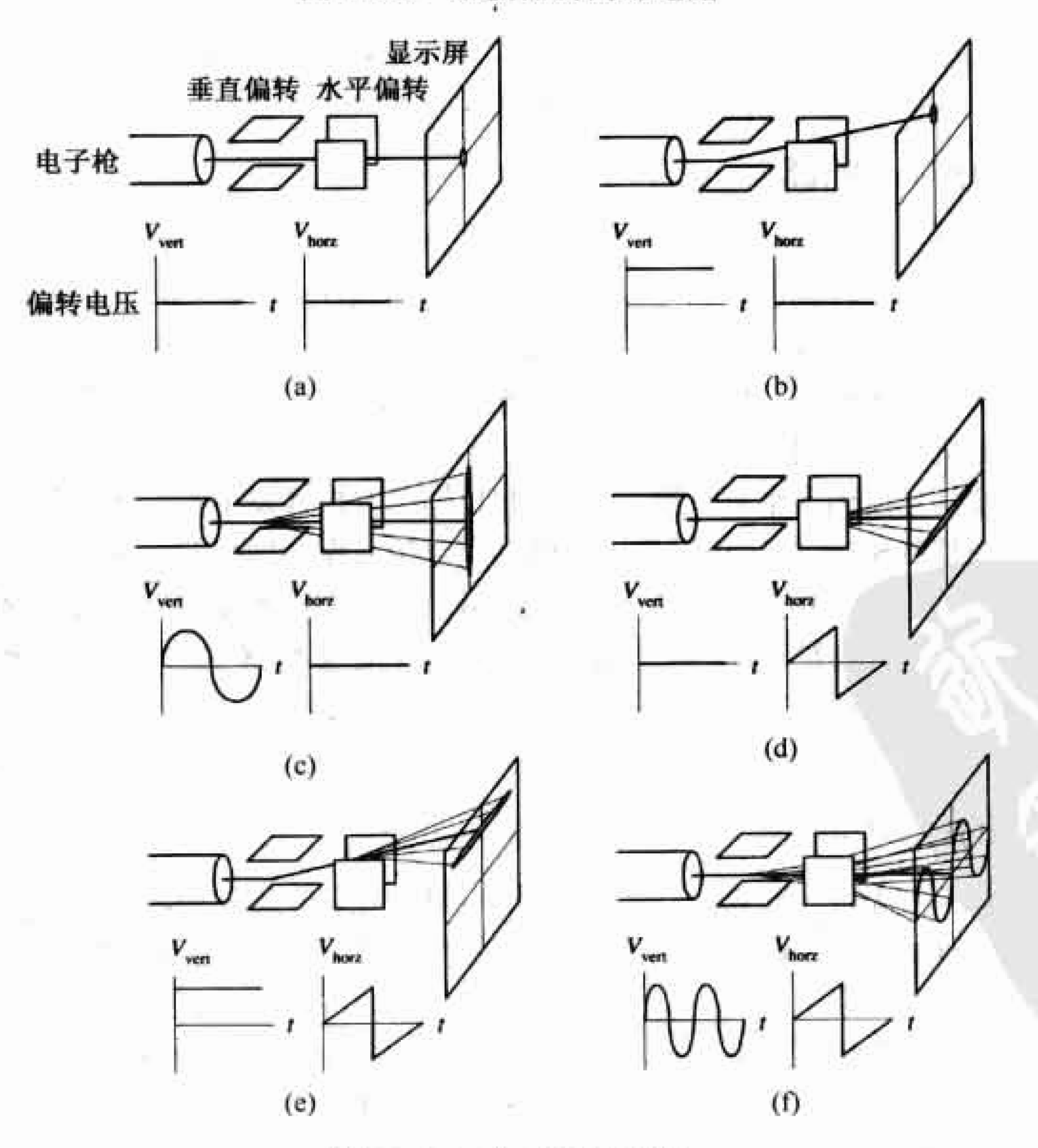
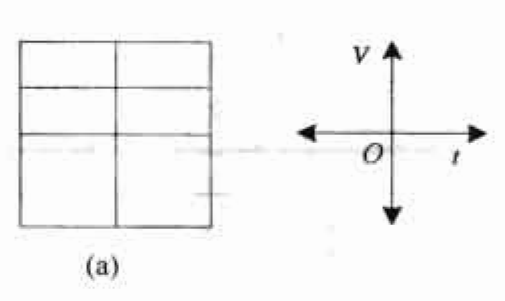


图 14.25 电子束的控制

14.4.4 示波器的应用

DC 电压测量［参见图 14.26(a)］

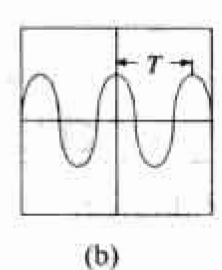




(a)

AC 电压、频率测量［参见图 14.26(b)］





T = 周期

f = 频率

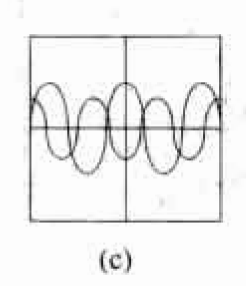
$f = 1/T$

$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{max}$

(b)

相位测量［参见图 14.26(c)］

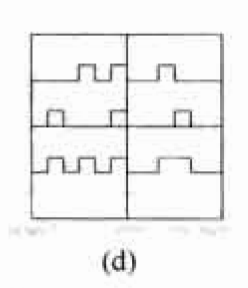
源 1→通道 1
源 2→通道 2



示波器可用于比较两个信号源（例如测量相位变化、电压、频率差异等）

(c)

数字信号测量［参见图 14.26(d)］

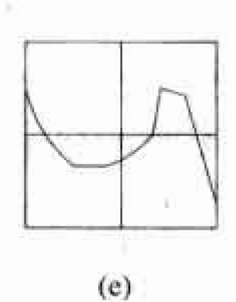


示波器可测量数字电路时序图

(d)

XY 模式［参见图 14.26(e)］

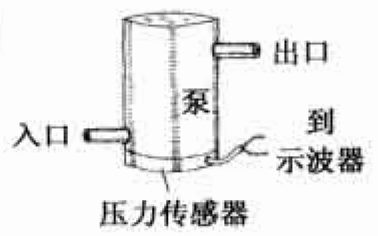
通道 1 输入→x 轴
通道 2 输入→y 轴

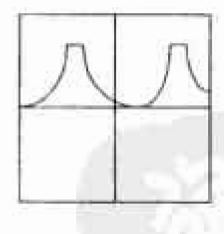


示波器不再将 x 轴作为时间轴，而使用来自外部信号源的其他电压信号

(e)

利用传感器测量［参见图 14.26(f) 和 (g)］





使用传感器转换输入量，比如将压力变成电压，因此该示波器可以当做压力计

(f)

y 轴—压力
x 轴—时间

活塞
到 CH1
线性位置
传感器
泵
到 CH2
压力传感器

这里，示波器用于 xy 图方式

y 轴—压力
x 轴—活塞位置

(g)

图 14.26　示波器的应用实例

14.4.5 示波器旋钮与开关的功能

图 14.27 所示为示波器典型的控制面板。该示波器的面板也许与其他示波器稍有不同(旋钮位置,通道数等),但是基本组成部分是一样的。如果在本节中没有找到你要了解的内容,可以参阅示波器用户手册。

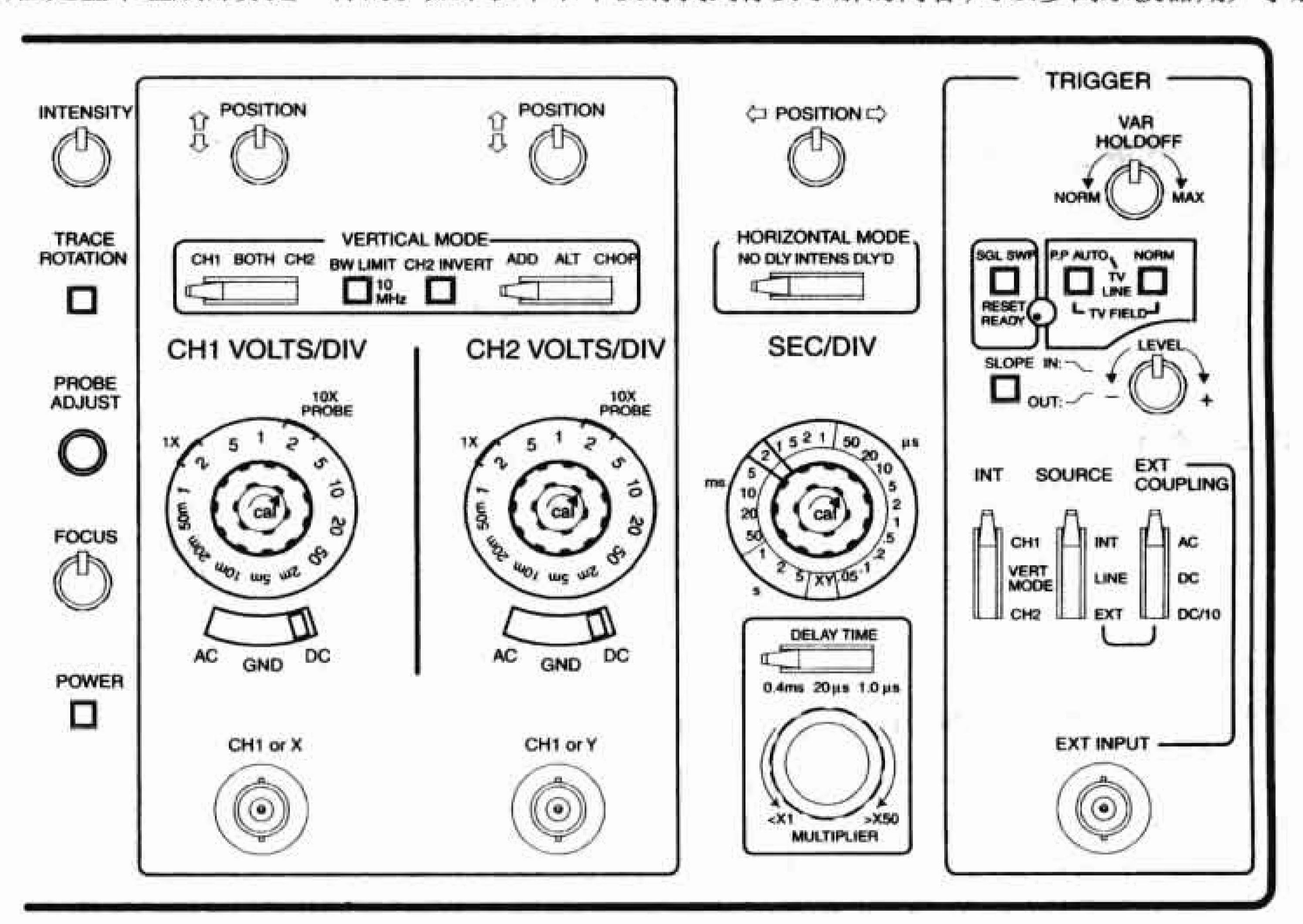


图 14.27 示波器典型的控制面板

示波器的面板分为以下几个部分:

垂直部分: 此部分包含的旋钮、按钮通常用于控制示波器的垂直波形,通常与输入电压的幅值相联系。

水平部分: 此部分包含的按钮、旋钮用于控制示波器的水平波形,通常与示波器的时基相联系。

触发部分: 此部分包含的按钮、旋钮用于控制示波器"阅读"输入信号的方式。本节只是简单介绍,进一步了解请阅读下一节。

各个旋钮的功能

垂直部分

- CH1、CH2 同轴输入:信号输入端
- AC、GND、DC 开关:

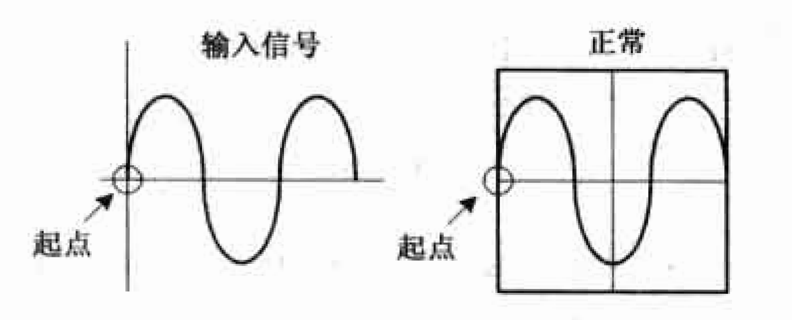
  AC:阻止直流信号,只通过交流信号

  DC:直接测量输入信号的直流和交流分量

  GRD:输入接地。使阴极射线管的垂直偏转板没有电压,因此电子束不能偏转。通过调节垂直位置旋钮,可以重新校准电子束垂直部分到显示屏的参考位置。
- CH1 VOLTS/DIV,CH2 VOLTS/DIV 旋钮:用于设置显示电压的比例。例如:5VOLTS/DIV 表示每格 5 V。
- MODE 开关:

  CH1,BOTH(DUAL),CH2 开关:这个开关允许你任选通道 1 和通道 2 显示,也可以两个通道同时显示(如图 14.28 所示)。

  NORM,INVERT:这个开关控制以正常方式或反相方式显示信号。



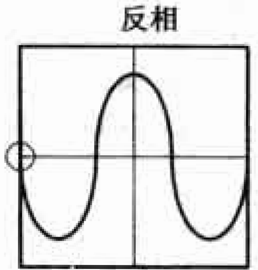


图 14.28 单通道显示

ADD,ALT,CHOP:

■ ADD:将通道 1 和通道 2 信号进行叠加(如图 14.29 所示)。

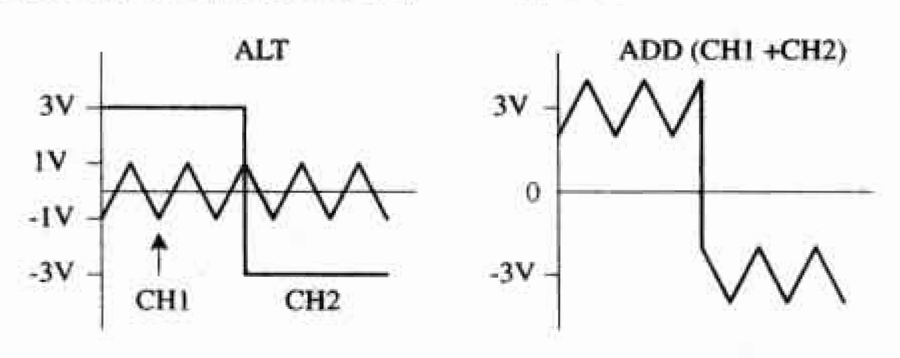


图 14.29 双通道叠加显示

ALT:双踪显示时,通道 1 和通道 2 波形交替扫描,适用于测量较高频率的信号。

CHOP:双踪显示时,通道 1 和通道 2 的波形断续扫描,适用于测量频率较低的信号。

■ POSITION(Y 轴位置)旋钮:该旋钮可以向上或向下移动荧光屏上的波形。

■ XY 模式:当选择该模式时,时基关闭,用输入通道 2 的外部信号电压代替扫描时基。

水平部分

■ SEC/DIV 旋钮:该旋钮控制扫描速度。例如:0.5 ms/DIV 表示每格 0.5 ms。

■ MODE 开关:

NO DLY:设置为立即显示。

DLYD:用来设置信号的延时时间。

■ POSITION(X 轴位置)旋钮:水平向左或者向右移动显示波形。该旋钮在比较两个输入信号时很有用处,可调整比较波形的位置。

触发部分

■ EXT(TRIG 插座):外触发信号输入端。

■ CAL(校正端子):输出频率为 1 kHz,峰 - 峰值为 0.1 V 的方波校准信号。该信号用来校准垂直放大器和示波器探头的频率补偿。

■ HOLDOFF(触发抑制控制):调节触发抑制时间(扫描周期外的触发抑制期)。

■ TRIGGERING(触发模式选择开关):

SINGLE(单次触发):当信号是不可重复的,或者信号的幅值和波形随时间变化时,一般的重复显示会得到不稳定的结果。单触发使触发单次扫描的复位键有效。单次扫描用于观测非重复的信号波形。按下复位按钮,当下一个同步触发到来时开始单次扫描。

NORM(正常触发):用于触发扫描。通过调节触发电平来控制触发扫描的起始时刻。如果没有触发信号或者触发电平的设置值超过了触发信号的幅值,则没有扫描信号产生(参见图 14.31[①])。

AUTO(自动):用于自动扫描模式。在自动模式下,如果没有触发信号,扫描发生器自激振荡并产生扫描信号;而有触发信号时,扫描发生器将自动转到触发扫描模式。在示波器初始设置时,通常选

① 原英文版图号如此,为保持与原文一致,在此未做改动——编者注。

择自动触发模式,它可以为波形观测始终提供扫描直到其他的控制正确设定为止。当测量直流信号或者交流信号的幅值很低时,因不能产生触发信号必须选择自动触发扫描模式。

FIX:这一模式与自动触发模式基本相同,区别在于当触发电平控制被忽略时,在同步触发波形的中点开始触发扫描。

■ SLOPE button(触发极性按钮):选择示波器的触发极性。当选择正“+”极性触发时,只有在触发信号“上升”过程中与触发电平相等时刻示波器才开始扫描(触发电平电压可理解为几条直线)。而负“-”极性触发是在触发信号“下降”过程中与触发电平相等时刻示波器才开始扫描(参见图14.30)。

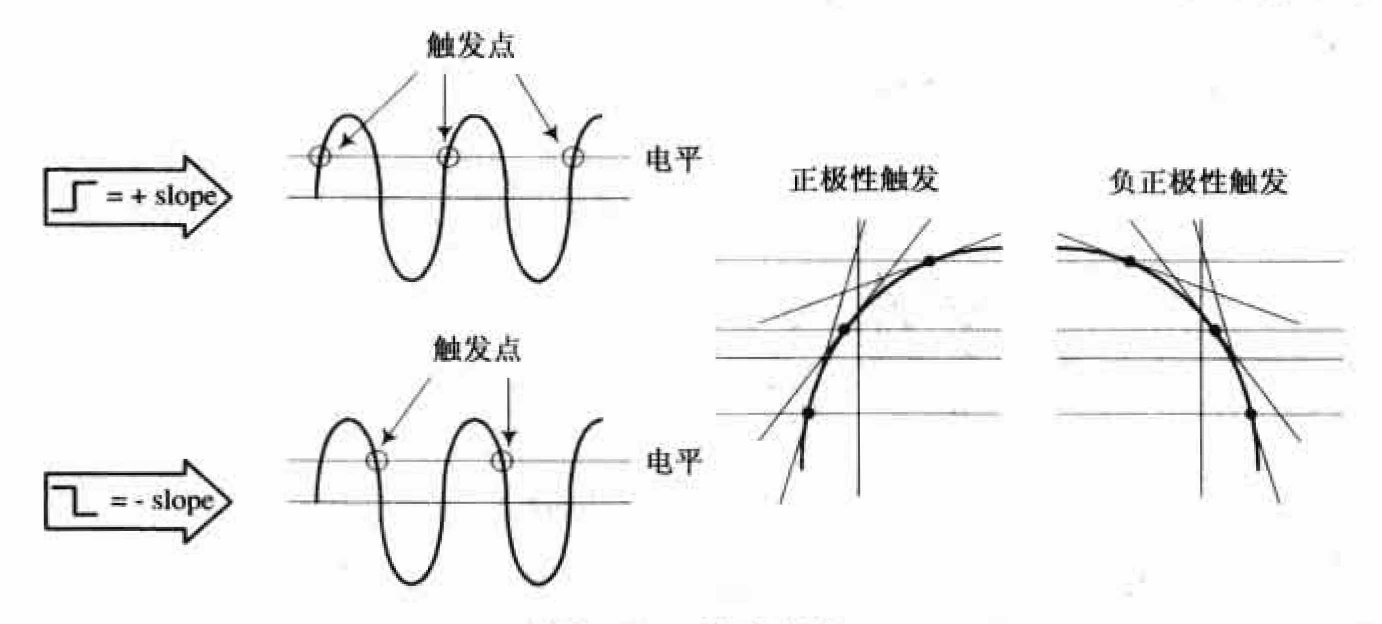


图14.30 触发模式

■ RESET button(复位按钮):当触发模式开关设定为SINGLE单触发时,当复位按钮按下时,同步触发就可再次(单)触发扫描。

■ READY/TRIGGER indicator(准备/触发指示器):在单触发模式下,当复位按钮按下时指示灯亮表明扫描开始。当扫描完成时指示灯灭。在NORM、AUTO和FIX触发模式下,在触发扫描过程中指示灯亮。指示灯亮也可以表明触发电平设置合适,因为触发扫描已发生。

■ LEVEL knob(触发电平旋钮):在触发扫描模式下使用。根据观测信号的幅值来设定示波器的触发电平,触发电平可大可小。当“READY/TRIGGER”指示灯亮时,表明触发电平在合理的范围内(参见图14.31)。

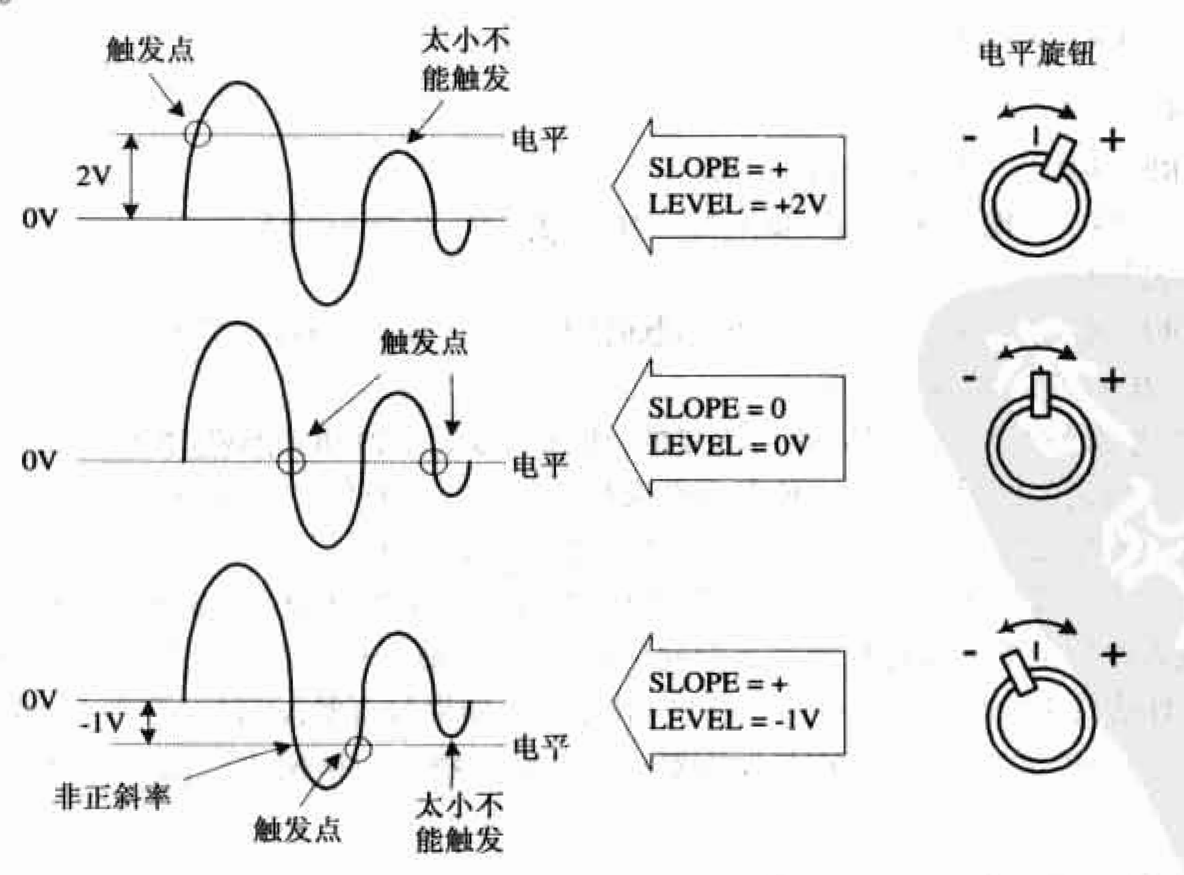


图14.31 触发电平的控制

■ COUPLING switch：用于选择同步触发信号的耦合方式

AC(交流)：这是最常用的耦合方式。AC 耦合允许触发频率从 10 Hz 到 35 MHz，并隔断同步触发信号的直流分量。

LF REJ(低频衰减)：阻止直流并对低于 10 kHz 的信号进行衰减，只有信号的高频分量能实现扫描触发(参见图 14.32)。当触发信号中含有低频成分时，如 60 Hz 干扰，可以提供稳定的触发。

HF REJ(高频衰减)：衰减大于 100 kHz 的信号，用于减小高频噪声，或用于从调幅信号中滤除载波用包络启动触发(参见图 14.33)。

VIDEO(视频)：用于合成的视频信号，适用于视频信号的检测。

DC(直流)：从直流到 35 MHz 的信号均能触发，DC 位置可以用于对低频信号提供稳定触发。如果在 AC 位置，该触发信号将被衰减，调节 LEVEL 可提供在期望的直流电平上进行触发。

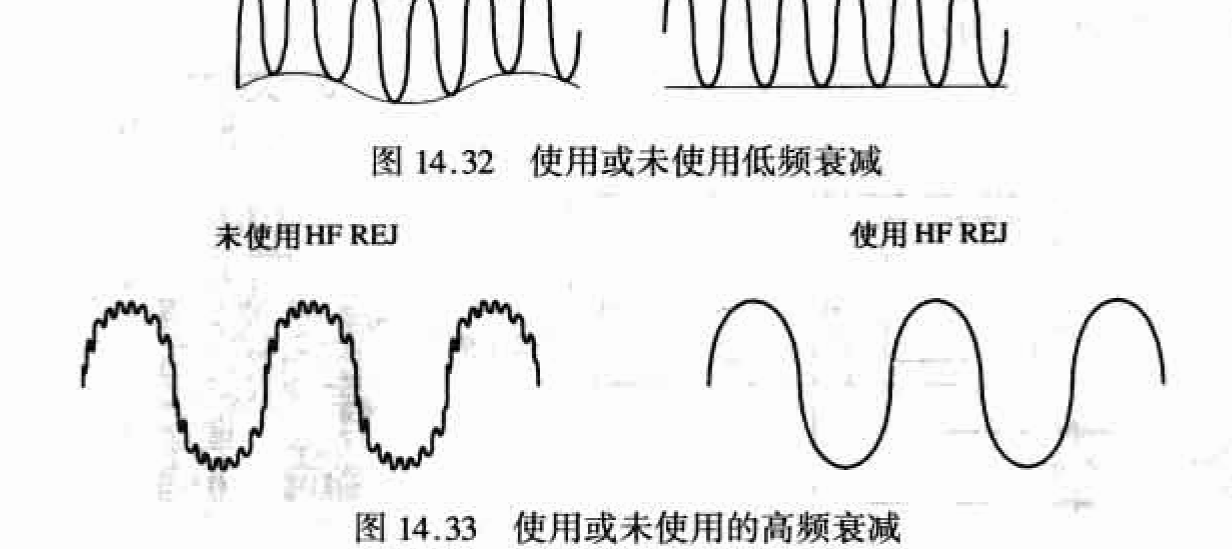


图 14.32　使用或未使用低频衰减

图 14.33　使用或未使用的高频衰减

14.4.6　示波器的使用

在使用示波器测量时，示波器的按钮、旋钮必须设置到相应的位置上。只要一个旋钮或开关设置不当，示波器就不能正常工作。所以必须确保每个旋钮在正确位置。

下面介绍示波器的部分应用。先介绍用示波器测量两个信号之间的相位，这里将再次提到前面讲过的示波器的初始状态设置；然后，在介绍特殊应用时，再讲需要对示波器的哪些按钮、旋钮进行调整。

初始设置

步骤一：

1. 电源开关：关闭。
2. 内部周期性扫描(触发模式开关)：正常(NORM)或自动(AUTO)位置。
3. 聚焦：调至最小。
4. 增益：调至最小。
5. 亮度：调至最小。
6. 同步控制(触发电平、释抑电平)：调至最小。
7. 扫描选择：外部(EXT)。
8. Y 轴位移：中点。
9. X 轴位移：中点。

步骤二：

1. 电源开关：开启。

2. 聚焦:调至电子束聚焦准确(扫描线最细)。
3. 亮度:调至期望发光强度。
4. 扫描选择:内部(如果多于一次扫描可用内部线性扫描)。
5. Y轴位置控制:调至电子束在荧光屏中心。
6. 水平位置控制:调至电子束在荧光屏中心。
7. 内部周期性扫描:开启,把扫描频率置于100 Hz上。
8. 水平增益控制:检查光点展开为一水平轨迹或亮线。将水平增益回调至零或最低挡。
9. 内部周期性扫描:关闭。
10. Y轴增益控制:至中间值。用手触摸Y轴输入端,杂散信号应使得光点为一倾斜轨迹或一直线。通过调整Y轴增益控制钮检查垂直扫描线是否可控。然后把Y轴增益回调至零或置最低位。
11. 内部周期性扫描:开启。调节水平增益使光点展开为一水平基线。

正弦电压信号测量

1. 按图14.34所示连接设备。

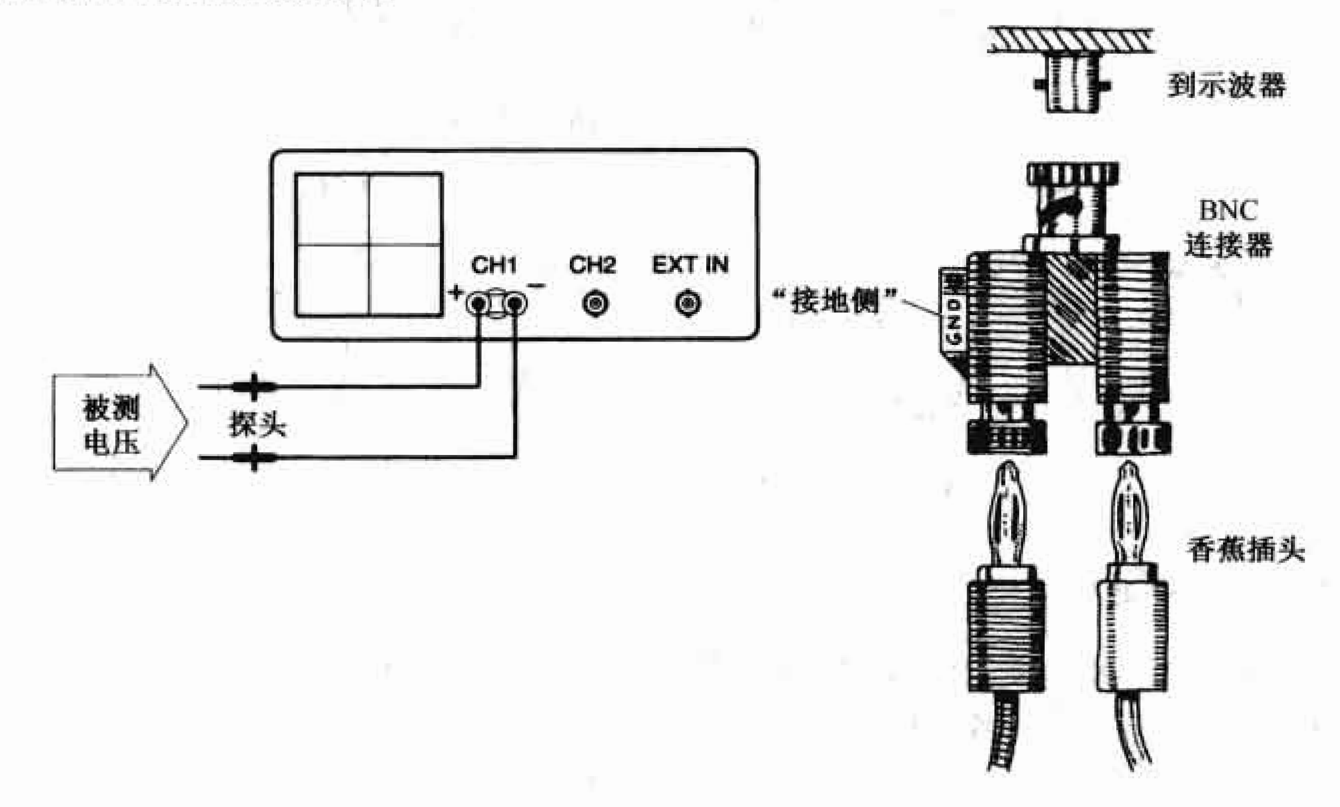


图14.34　用示波器正弦电压的方法

2. 把示波器置于初始位置。
3. 调节Y轴VOLT/DIV旋钮直到有信号出现。
4. 把输入耦合选择器(AC/GRD/DC)旋至地(GRD)。
5. 将示波器设置为内部周期性扫描。调节扫速(SEC/DIV)旋钮到所期望的位置。
6. 现在将可以看到一水平线。然后,通过调节Y轴位移旋钮,将水平线调至所期望的基准位置(确认在设置到期望位置后,不可再调节Y轴位移旋钮。如果无意间移动了该旋钮位置,就要把输入耦合选择器设置为地,重新再校准)。
7. 设置输入耦合选择器使"AC/GRD/DC"切换到DC位置,连接探头至被测信号。
8. 调节Y轴VOLT/DIV和X轴SEC/DIV旋钮,直到出现信号波形。
9. 一旦屏幕上出现信号波形,记录下VOLT/DIV和SEC/DIV旋钮的位置。使用荧光屏上的网格观测信号波形的周期和峰-峰值电压等。为了得到比较准确的电压和时间的测量值,可调节Y轴位移旋钮和X轴位移旋钮使测量的波形和刻度对准。图14.35所示例子,表明如何计算正弦波的峰-峰值电压、均方根电压、周期和频率。

电流测量

正如前面所讲,示波器仅能测量电压,不能直接测量电流。然而,利用电阻器和欧姆定律,可以间接地

测量电流。简单地测量已知电阻值的电压降，通过计算得到电流，即电流 = 电压/电阻。为了避免干扰被测电路的工作状态，通常选用电阻值足够小的电阻器，例如选用高精度的 1 Ω 电阻器。

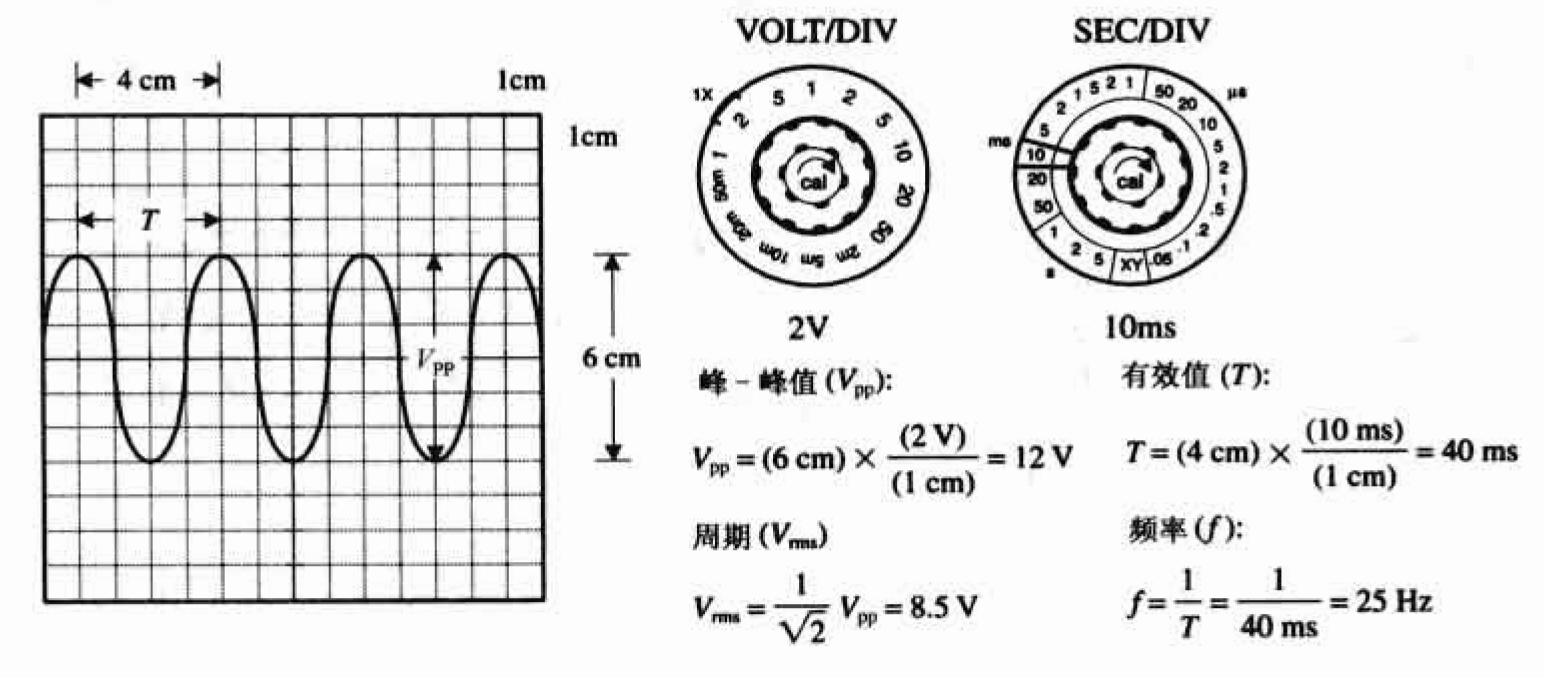


图 14.35　用示波器测量电压的实例

下面是用示波器测量电流的例子。

1. 按图 14.36 连接设备。
2. 将示波器置于初始位置。
3. 将一待测量直流电流加于电阻器上，为简单起见和避免在测试时改变电路的动态特性，这里使用 1 Ω的电阻器。电阻器的功率至少为最大电流平方的 2 倍。例如：待测的最大电流是 0.5 A，则该电阻器的功率最小为 1/2 W。
4. 使用示波器测量电阻器两端的电压降。如果串入 1 Ω 的电阻，那么待测电流值等于电压测量值。图 14.37 列举了一些测量的例子，其中有两个描述了如何测量交流电流有效值和总（DC + AC）的有效值。

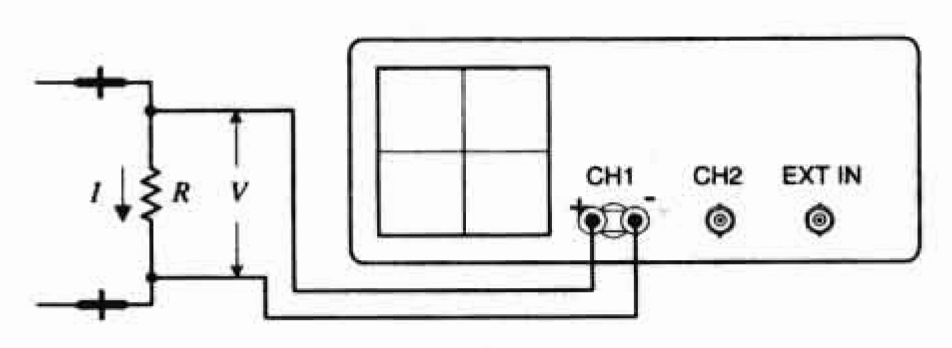


图 14.36　用示波器测量电流的方法

两个信号之间的相位测量

假如要比较两电压信号之间的相位关系，需要施加一个信号到通道 1，另一个信号到通道 2，再将显示方式设置为双踪，这样就能够同时显示两信号的波形。使两波形肩并肩地排列，以便比较两信号之间的相位差。

操作步骤如下：

1. 按图 14.38 所示连接设置。
2. 把示波器置于初始位置。注意探头应短，长度相同，并且有相似的电特性。高频时，探头的长度差异或电特性的差异将会产生一定的测量误差。
3. 开启示波器的内部周期性扫描。
4. 把示波器置于双踪显示方式。
5. 调节 CH1 和 CH2 的 VOLT/DIV 旋钮直到两信号具有类似的幅值，以便于比较测量相位差。

6. 测出参考信号的相位系数。如果信号的一个周期是 8 cm,那么 1 cm 相当于一个周期的 1/8,即 45°,这个 45°的值就是相位系数(参见图 14.39)。
7. 测量两个波形相应点的水平距离。用实测距离乘以相位系数即得到相位差(参见图 14.39)。例如:如果两信号之间的实测距离是 2 cm,那么该相位差是 2×45°,即 90°。

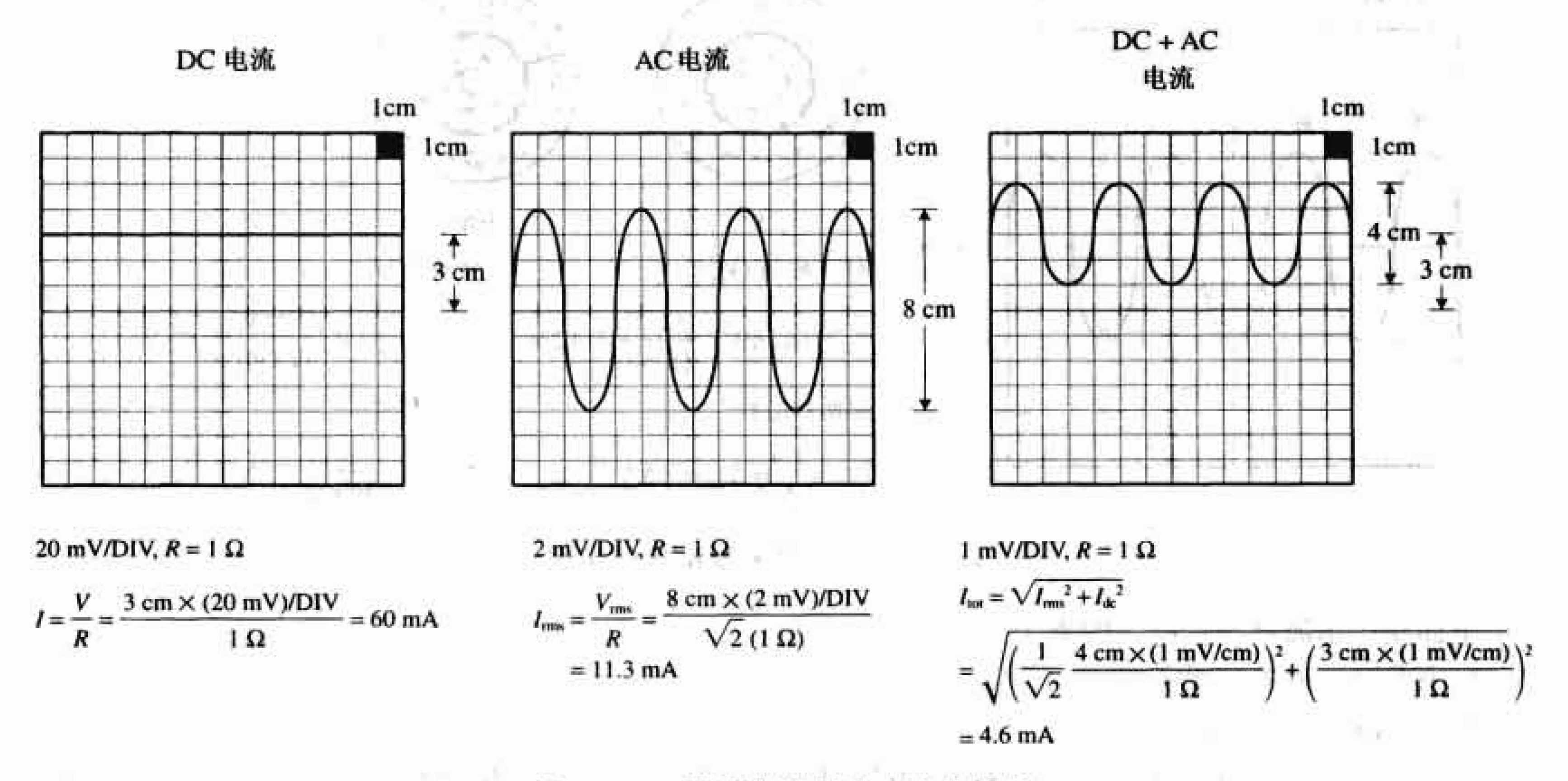


图 14.37 用示波器测量电流的实例

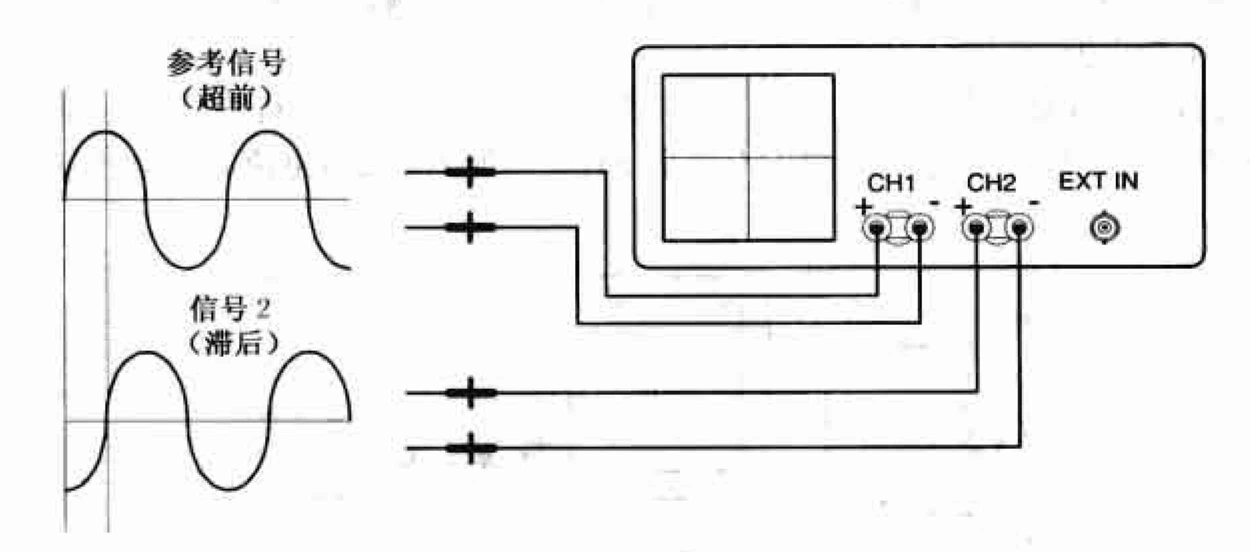


图 14.38 用示波器测量两个信号相位差的方法

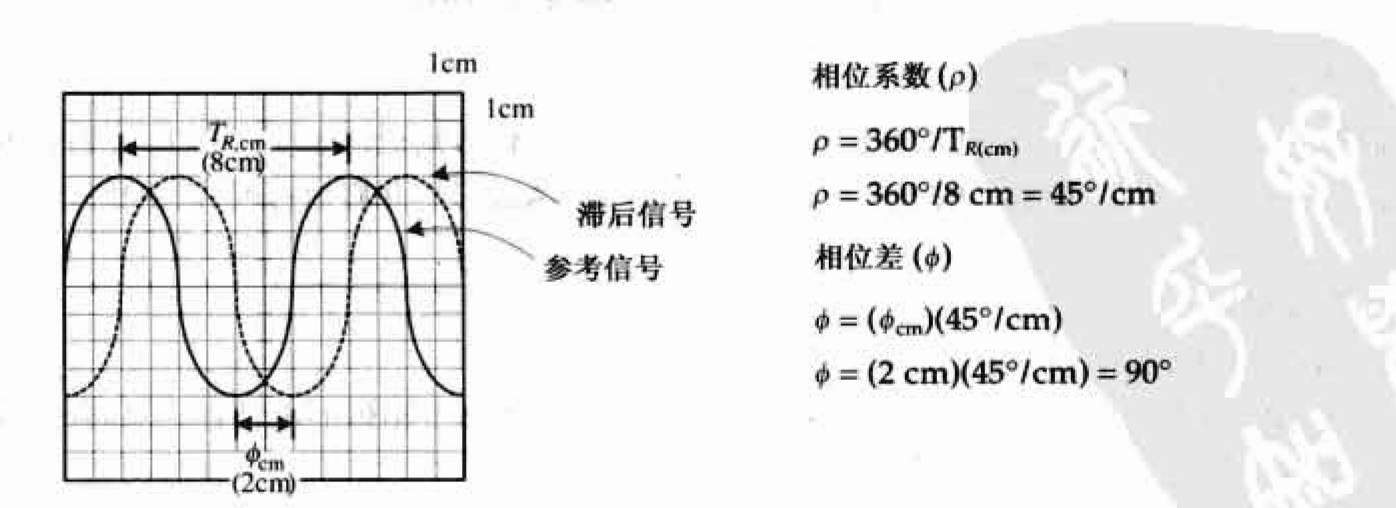


图 14.39 用示波器测量两个信号相位差的实例

14.4.7 示波器的应用

示波器具有"冻结"高频波形的能力，在测试电子元器件和电路的响应曲线、瞬态特性、相位关系和时间关系方面，它是非常有用又非常重要的仪器。例如：示波器可用于研究特殊形状波形，用于测量静态噪声(组件间连接不好引起的电流变化)、脉冲延迟、阻抗、数字信号等。下面是示波器应用的几个例子。

电位器静态噪声的测量

这里，示波器将用于确定电位器的滑动触头是否有故障(参见图 14.40)。一个好的电位器将在示波器上显示连续的电压，反之，将显示有干扰的图形。在确定电位器损坏之前，应确认测量过程没有干扰。

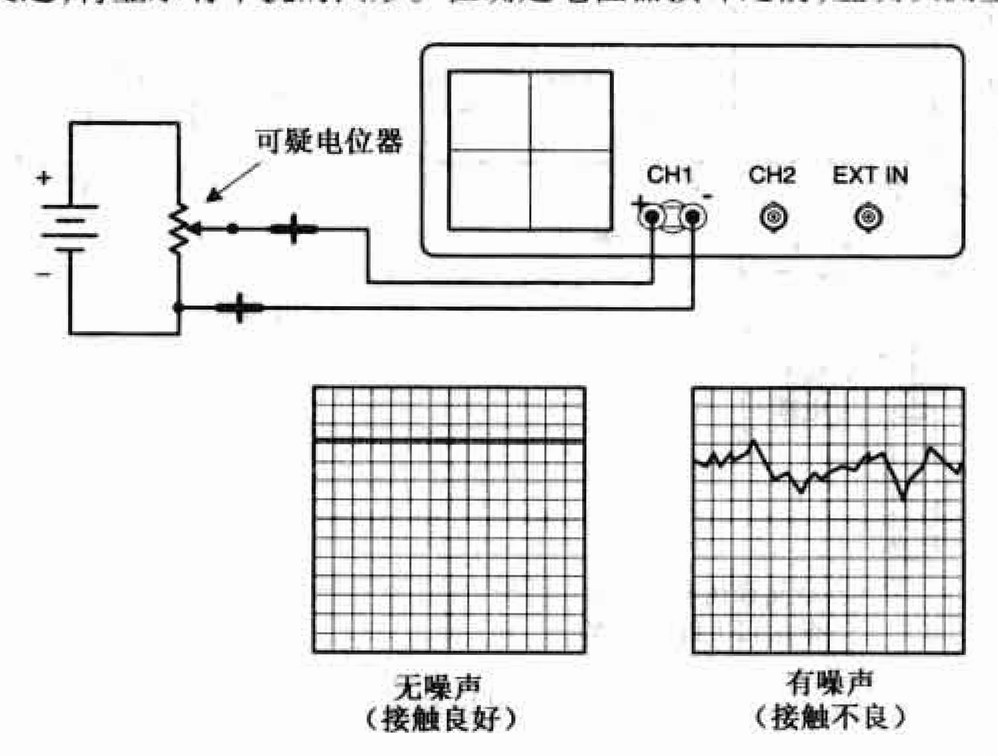


图 14.40 电位器静态噪声测量实例

脉冲的测量

示波器通常用于研究方波通过一电路时的变化状况，图 14.41 连同下面的定义一起说明一些脉冲响应变化。

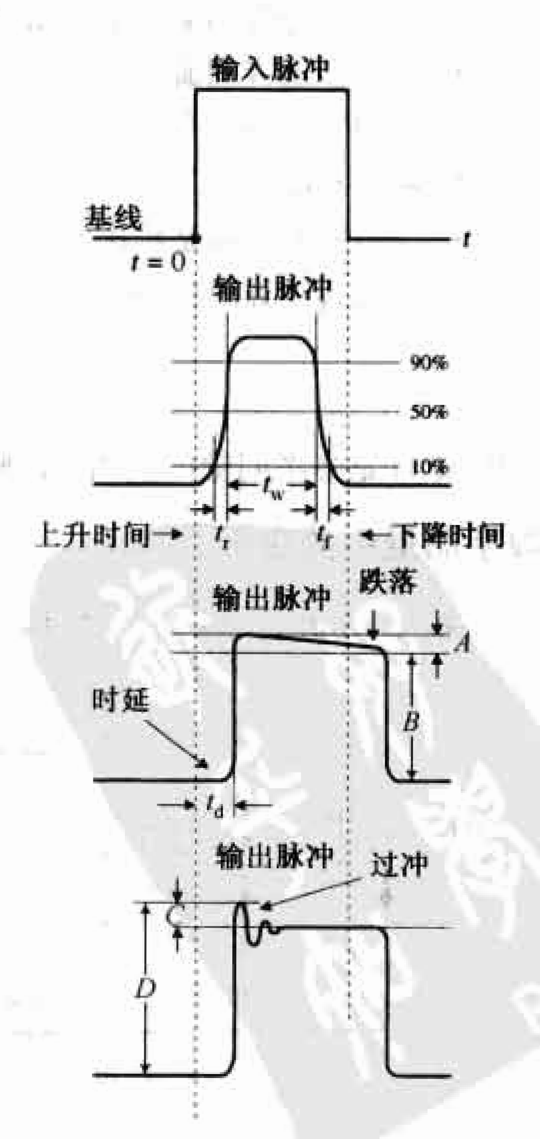


图 14.41 脉冲测量实例

脉冲的描述

上升时间(t_r)：输出脉冲的幅值从最大值的 10% 到 90% 所经过的时间间隔。

下降时间(t_f)：输出脉冲的幅值从最大值的 90% 到 10% 所经过的时间间隔。

脉冲宽度(t_w)：输出脉冲的幅值在前后沿最大值的 50% 之间的时间间隔。

时间延迟(t_d)：输出脉冲的起点到幅值为从最大值 10% 的时刻所经过的时间间隔。

跌落：输出脉冲上部下降量测量。

$$跌落 = \frac{A}{B} \times 100\%$$

过冲：和输入脉冲相比，输出脉冲顶部超过量的测量。

$$跌落 = \frac{C}{D} \times 100\%$$

阻抗测量

通过反射脉冲与输出脉冲的比较可实现测量阻抗。当输出信号经过传输线时,若信号不匹配或阻抗有差异时,部分信号将反射回信号源。传输线有其固定的特征阻抗,如果传输线阻抗大于信号源阻抗,反射信号将会反相。如果传输信号比信号阻抗小,反射信号为同相。

1. 按图 14.42 所示电路连接。
2. 将旋钮旋至初始设置状态。

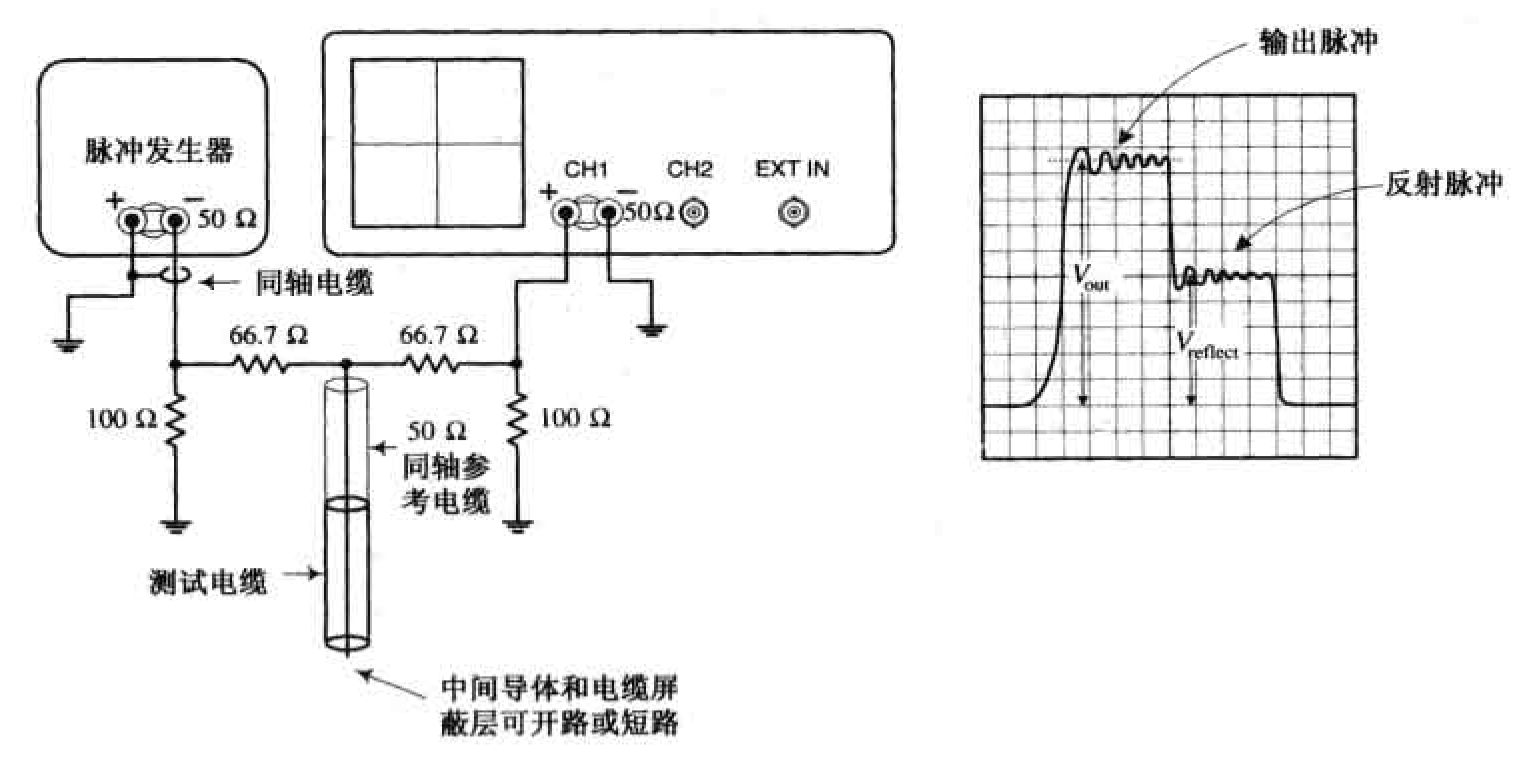


图 14.42 阻抗测量实例

3. 内部周期性扫描开启。
4. 将扫描选择器旋至 INTERNAL。
5. 把同步选择器旋至 INTERNAL。
6. 接通脉冲发生器电源。
7. 调节示波器。
8. 在示波器上观察输出电压 V_{out}及其相位 $V_{reflect}$,并将其记录下来。
9. 用公式计算阻抗值。

$$Z = \frac{50\ \Omega}{2V_{out}/V_{reflect}} - 1$$

其中 50 Ω 是参考同轴电缆的特性阻抗。

数字测量中的应用

输入/输出关系(参见图 14.43)

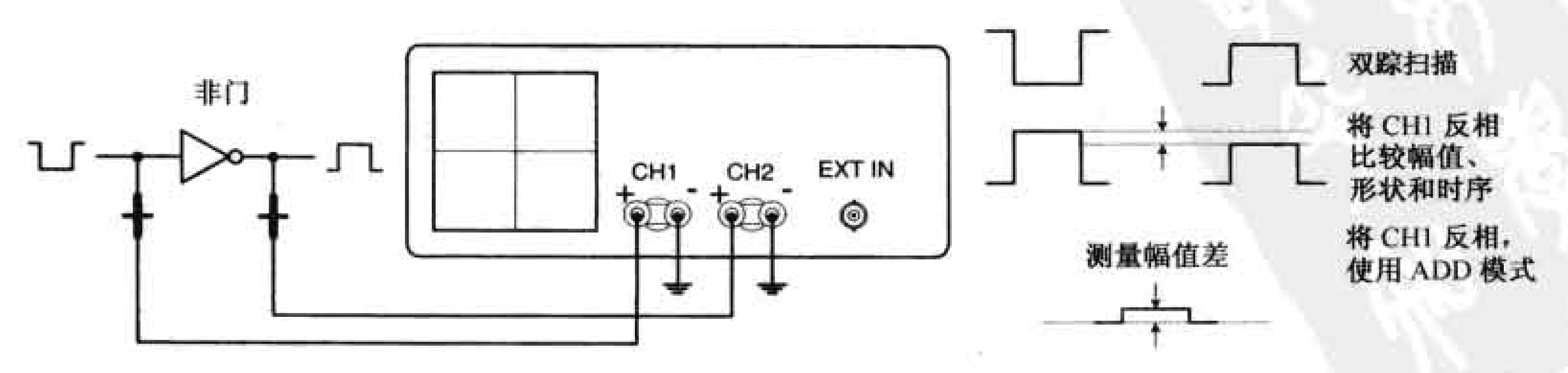


图 14.43 输入/输出关系的测量

时序关系(参见图 14.44)

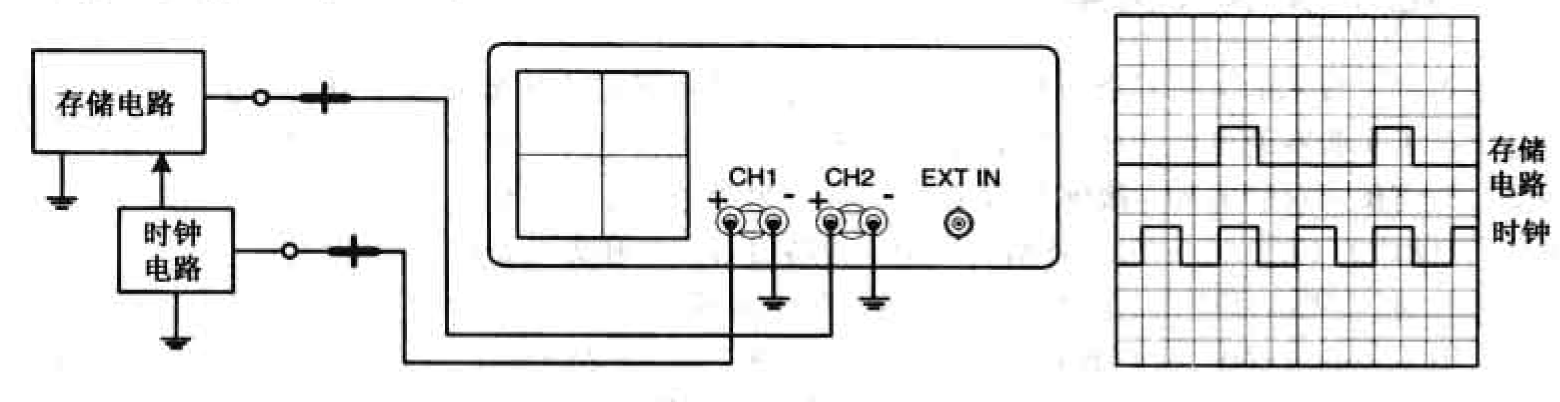


图 14.44　时序关系的测量

2 分频关系(参见图 14.45)

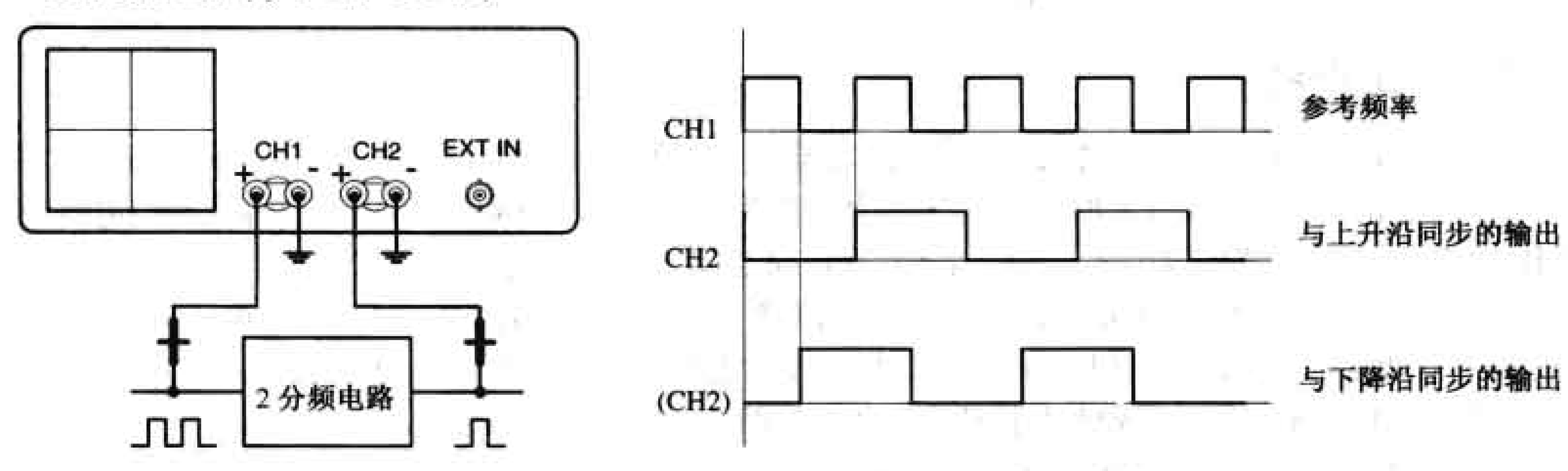


图 14.45　分频关系的测量

测量传输的延迟时间(参见图 14.46)

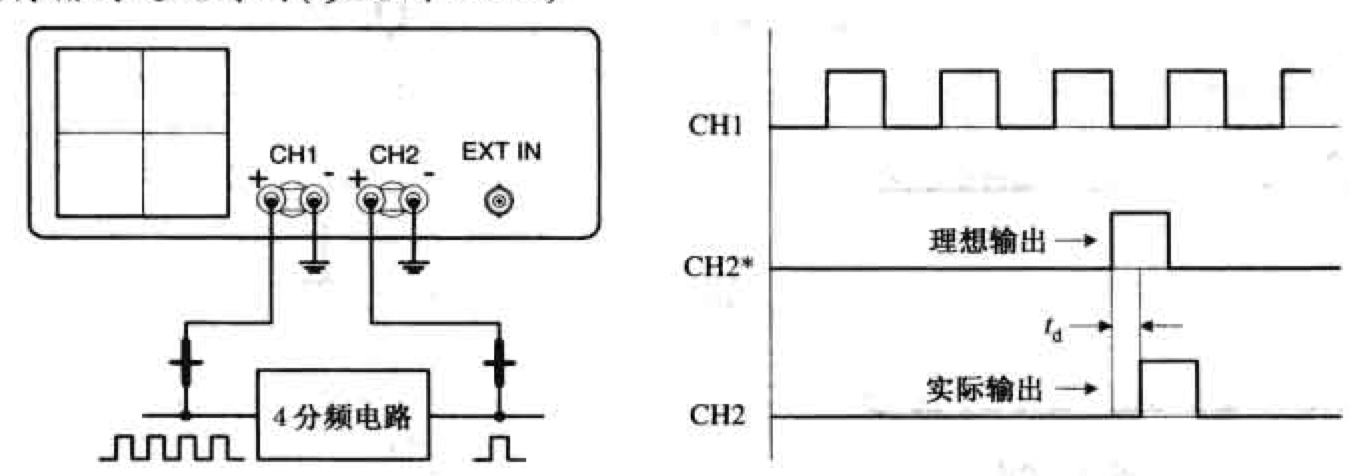


图 14.46　延迟时间的测量

测试逻辑状态(参见图 14.47)

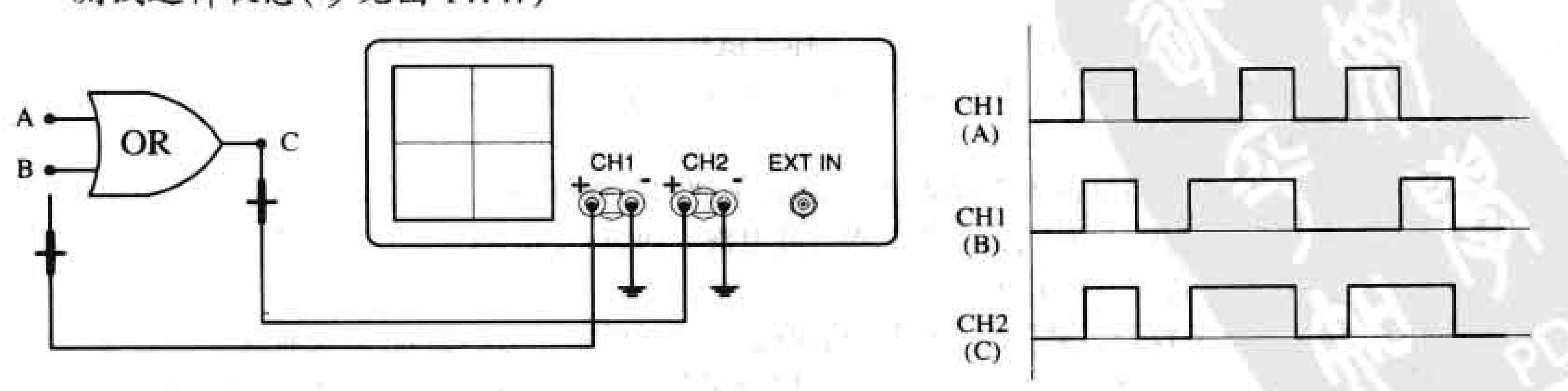


图 14.47　逻辑状态的测试

14.5 电子技术实验室

为使得电子技术的学习安全而有趣,建立一个标准的电子技术实验室是十分必要的。本节主要介绍通用电子技术实验室的主要特征。这里,读者既能学会如何建立一个工作区来限制外部电磁噪声的干扰,又能学会如何预防对静电较为敏感 IC 的静电损坏。另外也可了解、熟悉各种测试设备、标准设备和用于电路诊断、设计的工具。本节最后将给出实验室常备设备清单和关于安全方面的提示。

在开始前,读者必须明白:在学习电子学的过程中最重要的工具是人的大脑,这一点很重要。因此,如果在学习电子学的过程中,缺少下面提到的某些设备或工具,应动脑想其他办法解决。但是,必须清楚,可能会因为没有合适的工具而在寻找故障和搭建电路时要花费更多的时间。

最后注意,如果下面的介绍中,某些信息超出读者的知识范围,请不必担心。在购买设备时,众多的与测试设备和故障诊断设备相关的技术资料足以让读者明白应关注哪些参数。

14.5.1 工作台

为放置相关设备和器材,制作大而坚固的工作台是必需的。理想情况下,工作台的工作面最好是金属平面,以便于和大地相连接或者断开(交流插座的绿色线接大地)。接地金属平面可以抑制射频电路辐射、60 Hz 噪声、外部电磁扰动等干扰。工作台和待测电路之间应用绝缘材料和纸张隔离,以避免电路因接地而损坏。在临时性的检测和测量时,可不使用接地平面。因没有接地而受到干扰时,简单的解决办法是将电路放在双侧绝缘的金属片之间,金属片上焊接导线与地相连。用纸板覆盖的接地单面敷铜板也可解决问题。如图 14.48 所示是工作台及其接地连接的示意图。

实验工作台可通过网上购买,也可以自己制作。在本节最后(参见 14.5.24 节),给出了一份 5 层结构、31×72×72 英寸的金属框架工作台的设计图。

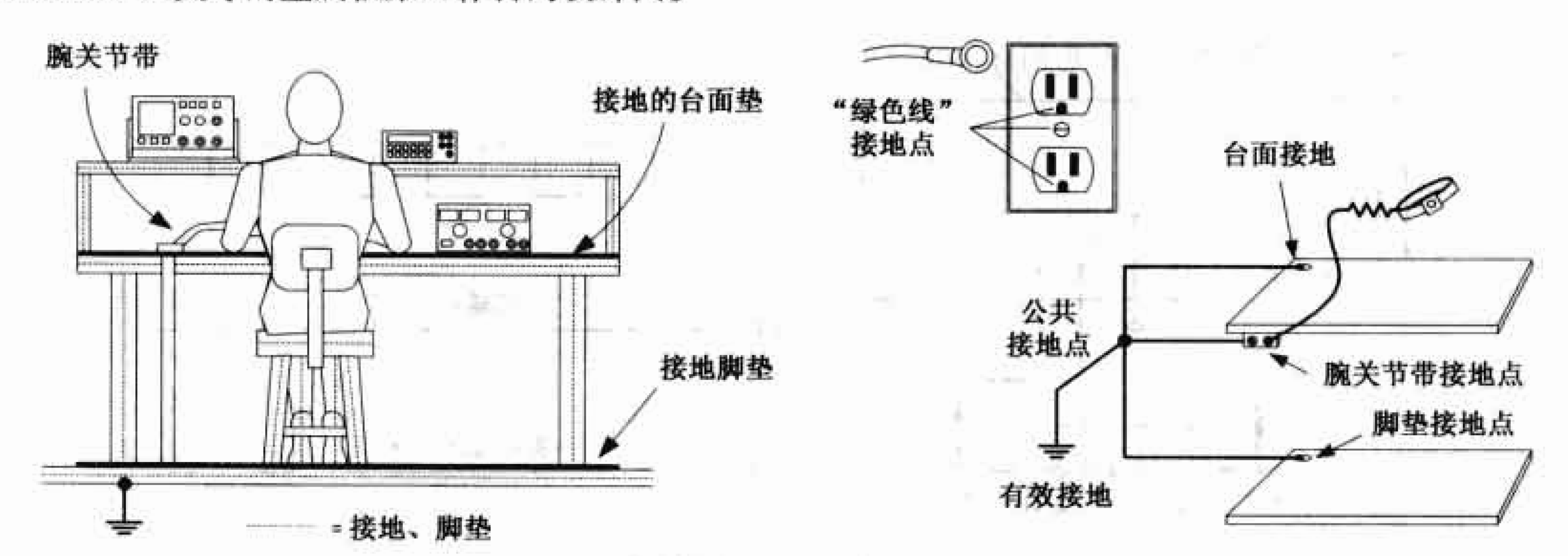


图 14.48 使用接地台面和接地腕关节带为工作台构建了小型化的 ESD(静电放电)。为接地可靠,将台面垫、脚垫和腕关节带的接地线,分别或直接与公共接地点连接

利用台面、人体和地面的可靠接地,可消除人体对敏感 IC 的破坏性静电放电。注意,人体不能直接接地——受到电击时存在巨大危险。可通过串接 1 MΩ 电阻的带子接地。电阻是用来限制潜在的电流的,同时为静电放电提供了足够的通路。

如果在混凝土地面上铺设橡胶垫以防止触电,必须使用防静电橡胶,否则,ESD 的风险将会更大。如果欲铺地毯,须购买防静电专用地毯,或者喷洒防静电液。DESCO、3M 和很多的公司都生产防静电(ESD)的工作垫和使工作台完备接地的工具。

另外,要保证所有的设备正确接地,这里包括使用中的电烙铁。尽管大部分的仪器设备都通过三芯电源线接地,但是不能保证"接地"就不会出现问题。检查所有的接地点,看它们是否在同一电位上。用欧姆表测"公共接地点与设备接地点、插头和机壳之间的电阻。如果某设备接地不可靠,当人体触摸到它时,"人体"就成为最好的接地路径。完备的接地可够消除大地环流和外部噪声干扰。

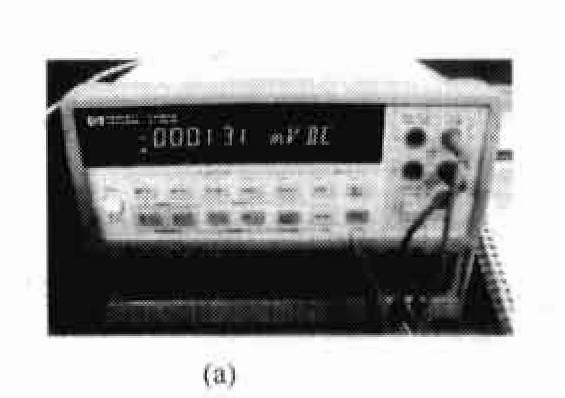
14.5.2　测试仪器

有多种仪器设备适合电子技术实验室,可根据预算和需求购买。eBay是购买二手仪器设备的好地方,在那里可以找到各种仪器。另外,可在web-tronics.com和14.5.20节中提到的网站列表中找到更多的新仪器设备,价格和二手仪器差不多。

在购买任何东西前都要做好充分的准备。确定所有规格(带宽、输入阻抗和准确度,等等)都满足测试的要求。不要被"必须使用最新和最贵的仪器来做电子实验"的想法诱惑。正常使用的仪器,即使已用20年或者更久,还可以可靠工作。在购买前仅需要确定设备目前工作是否正常?是否通过校准或鉴定。另外,在最终购买前可要求试用。

14.5.3　万用表

如果计划在工作台上做很多的工作,那就买一款至少显示5位数字的台式数字万用表(DMM)。当然,位数越多、精度越高,需要费用就越多。确认万用表须具有量程自动锁定功能,以确保测量的高准确度和高速度。对于大多数电路来说,测量仪表的高输入阻抗(> 10 000 MΩ)是很重要的。高阻抗输入可使测量仪表从被测电路获取较少的能量,从而减小测量误差。如果10 MΩ输入阻抗被认可的话,2 V或3 V量程、输入阻抗10 MΩ的万用表的型号很多。注意,万用表须具有四线电阻测量功能——可以消除由测量引线电阻引起的误差。可以在eBay上找到此类万用表,比如HP3468A(5.5位)、HP34401A(6.5位)和HP3485A(8.5位)。



(a)



(b)



(c)

图14.49　(a) HP34401A是具有计算机接口的6.5位台式数字万用表;(b) MetRex33/4位便携式数字万用表,具有真有效值、温度、电感、电容、逻辑分析、三极管hFE测试、二极管测试和频率测试等功能;(c) 可用于监测趋势的指针式仪表

拥有多功能的辅助仪表也是必需的。3位或4位的分辨率、具有真有效值测量功能的数字万用表可以购买,该类表价格从90美元到300美元不等。便携式带有很多辅助功能,例如,电容测量、电感测量、二极管三极管测量、频率计数器、温度计,使用非常方便。

指针式仪表,尽管现在应用不太广泛了,但仍然有用。和数字式万用表相比它们在准确性上要差一些。但是当观察普通的指针式仪表时,可以观察到被测量的变化方向,这在数字表上很难做到,特别是当有噪声和抖动时。指针式仪表的另一个优点是它的被动特性;它不会给被测电路注入噪声,而数字仪表则会注入噪声。

作为最后的选择,可以考虑基于计算机的数字式万用表。这类仪器通过插入扩展插槽(例如,ISA,PCI)直接与电脑相连或者由串行、并行或USB数据线通过硬盘与电脑相连。基于微机测量仪表的性能已有较大改善。National's NI PXI 4070 DMM可供使用,它是6.5位的数字式万用表——一款令人印象深刻的仪器。如果打算进行数据处理可以考虑使用这类仪器。

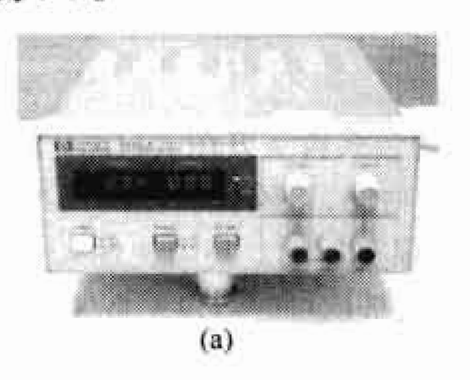
14.5.4　直流电源(提供稳定直流电压)

购买一款可变的稳压/稳流的直流电源,该电源可单极性使用,也可双极性使用。单极性组合——比如说,用来驱动直流电机的+12 V电压输出——将以正极(+)作为源端,负极(-)作为返回端。双极性

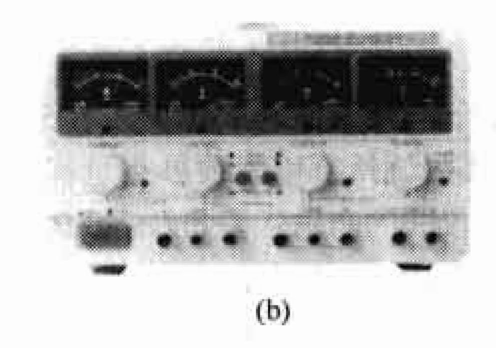
电源——比如说 15 V 可用来为运算放大器提供偏置电源——将使用正端(+15 V),负端(-15 V)和公共端,公共端作为 0 V 电位参考。有的电源,像图 14.50(b)中的电源,有两个独立的电压源,可组成双极性电源使用。方法是用一根跳线将两个电源串联起来,跳线的位置就是公共端(比较常见的做法是通过一个“开关”来设置和选择电源的串联模式)。

电源还应该有接地端子,该端子通过交流供电电源的地线与室外的接地棒相连。大多数电路和测试设备(示波器,函数发生器等)都将“大地”作为参考点。例如,示波器的输入通道和函数发生器的输入通道的屏蔽线 C 一般都接地。

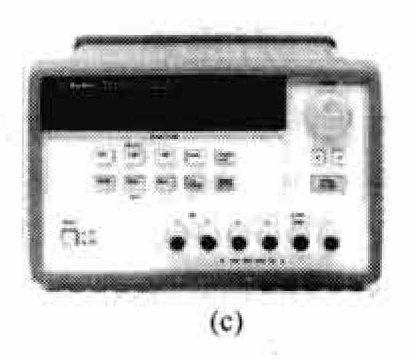
另外,可以关注一下,有些电源具有附加的固定 +5 V 输出,可为逻辑电路提供电源,该输出电流的典型值为 3 A。



(a)



(b)



(c)

图 14.50 带有电流锁定和电压调节的稳流/稳压电源。(a)电源有负端、公共端和正端;(b)电源由三个独立电源组成,其中两个可变电源,一个固定5 V电源。可变电源可独立使用,也可串或并联使用。串联可获得双极性电源,公共端为两电源的连接点;(c)电源是双极性、固定5 V电源,它可存储和记忆三组电流/电压设置

电源应该有电压细调、粗调控制和电流限制及锁定功能。避免使用数字调节电流/电压,因为它不可能连续调节。

比较好的电源,像图 14.50 中的 HP3631A,大概需要 500 美元。它有存储和记忆功能,可允许存储和记忆三组电源设置。另外还有 RD-232 接口。如果觉得该电源太贵,也可选用其他电源。市场上有多种可编程电源,但它们都相当昂贵。另一个选择是自己制作电源(参见第 10 章)。

另一个有用的故障检测工具是电池组——碱性电池、镍镉电池或其他电池。可用它们产生一切需要的电压。例如,两个 9 V 的电池组,可以产生 +18 V 或 ±9 V,电池组是一种有用的低噪声电源,可用在前置放大器电路中。当用电池组替代一般电源时,如果前置放大器还不能稳定输出,那就不是电源的问题了。

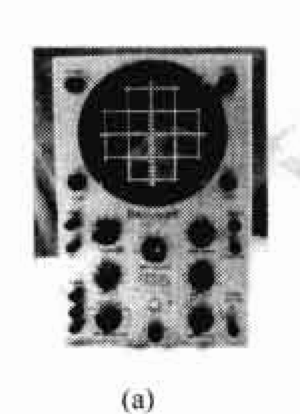
14.5.5 示波器(显示电压波形)

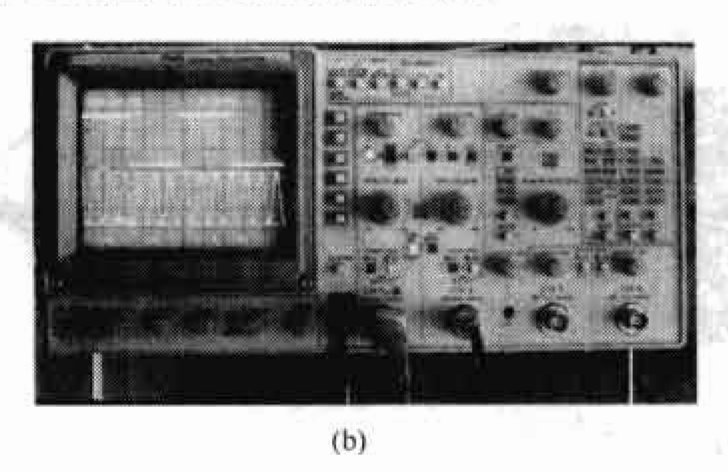
获取一台至少有两个通道的台式示波器是必要的,这样可以同时观测两个信号。另外,示波器的频带至少应为 100 MHz。即使观察一个低频放大电路,宽的频带对捕捉高频振荡也是很重要的。在观测高频分量和非正弦谐波时,宽的频带更为重要。例如,观测 100 MHz 的方波的 5 次谐波,需要的带宽范围应为 500 MHz。通常,为准确测量频率,示波器的带宽应该是测量信号基波的 3~5 倍。幅值的测量准确和示波器频率响应无关,但示波器的频带应是所测信号频带的 10 倍以上,这是因为超出示波器频带的频率分量测量时会衰减 -3 dB 以上。示波器的上升时间和下降时间可使比较理想的方波变为正弦波。图 14.51 给出了几种常用示波器的外观与特性。图 14.52 给出了用 20 MHz、100 MHz 和 500 MHz 测量 50 MHz 方波的频带效应。

购买示波器时,需要决定购买模拟示波器还是数字示波器。从技术角度来看,数字示波器用途更广,功能更强。模拟示波器虽然有一些优点,如易于操作、实时调整、瞬时显示、对常用操作直接控制和价格便宜等。但准确度差、无预触发显示能力、频带窄(几乎不超过 400 MHz)和没有波形储存功能。

数字示波器具有波形储存、高精度的预触发显示、峰值/脉冲检测、自动测量等能力。还具有和计算机、打印机连接,波形处理功能,多种显示模式(如平均和无限持续)及自校正等功能。好的数字示波器价格很贵。二手示波器预计在 1000 美元以上,而最新型的数字示波器可能要 5 万美元。如果决定选择数字

示波器，必须保证它有足够的采样率——以对高频信号进行扫描。采样率越高，对应的频带越宽，实时分辨率越高。多数制造商采用采样率和频带的比率至少是 4:1(若采用数字重建)或 10:1(无数字重建)来防止混淆现象。另外，还应注意示波器的存储深度。


(a)


(b)

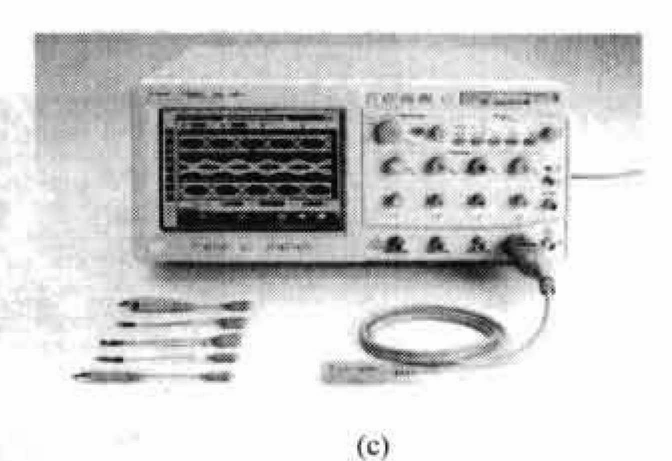
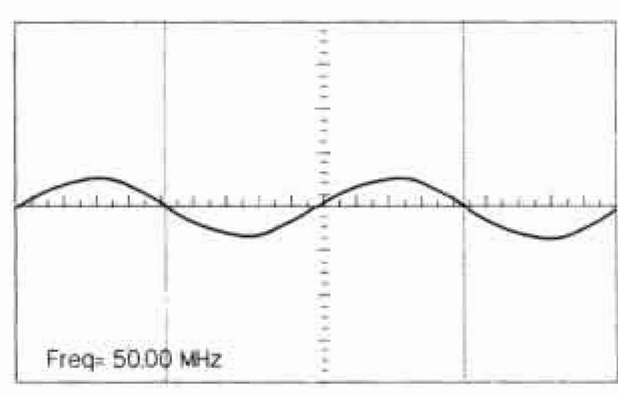
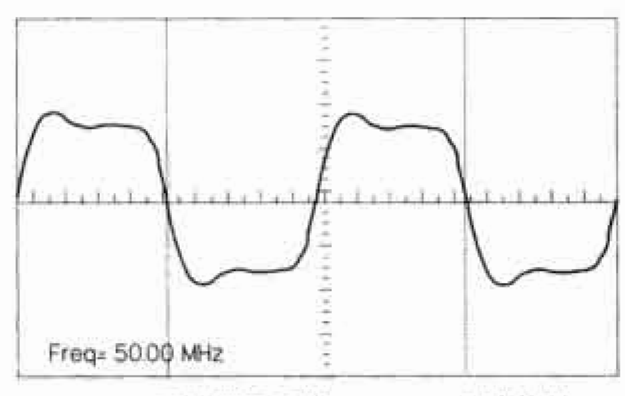

(c)

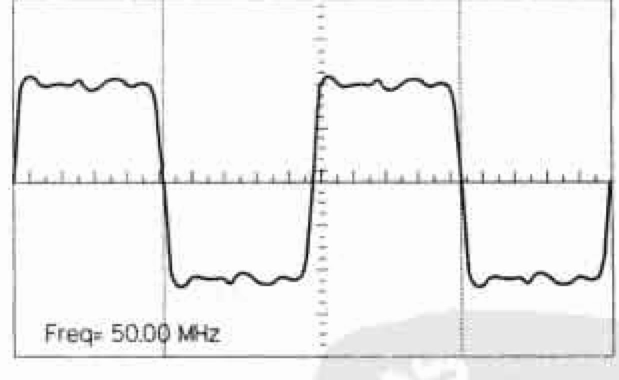
图 14.51　(a) Eiko TR-410 10 MHz 示波器在 eBay 大约需 30 美元，按现在的标准，它属于慢扫描示波器，但完全可以满足一般低频电路的需求；(b) Tektronix 2246 100 MHz四通道模拟示波器，具有电压和时间的屏幕读出装置。在eBay大约需400美元。对于大多数普通测试来说，是一款性能优良的设备；(c) Cutting-edge Infiniium 54850示波器和InfiniiMax 1130 探头配合使用，具有6 GHz的带宽和20 Gsa/s的采样速率。提供基于Windows XP程序的用户界面，支持CD-RW、双显示屏和第三方软件。但价格昂贵，不适宜个人购买



20MHz 示波器显示的 50MHz 方波信号



50MHz 示波器显示的 100MHz 方波信号



500MHz 示波器显示的 50MHz 方波信号

图 14.52　相同的方波在具有不同频带的三个 50 MHz 示波器上显示的波形。500 MHz 示波器给 出了最好的高频特性和时间响应。随着频带的下降，上升时间增加，幅值降低。示波器的频带至少应为被测信号基频的 3 倍，若欲测量幅值，应为10倍以上

替代经典示波器是基于 PC 的示波器(参见图 14.53)。这类示波器由计算机、采集卡或适配器和运行软件组成。适配器可根据其模式选择扩充插槽(如 ISA，PCI)或串行、并行或 USB 口与计算机连接。测试探头与采集卡连接。从采集卡获取的数据经应用软件分析后，通过屏幕将结果显示。低价位(性能低)的 PC 示波器需要 100 美元左右，但价格随着频带增大而大幅增加。如果重点是用于电路测量和故障检修而不是数据分析，建议选用经典示波器。虽然高端 PC 示波器具有很宽的频带，但普通消费者买得起的 PC 示波器只具有比较低的频带(20 MHz 左右)。1000 美元以上的 PC 示波器也只能得到 100 MHz 频带。

CompuScope 8500 示波器可以 8 位分辨率、500 MS/s 的采样速度对一路模拟信号采样，并对数据在线存储。它有两路独立的输入：1 MΩ 输入和超高频的 50 Ω 输入。GagaScope 软件可通过采集卡上捕获、分析数据，自动计算测量结果。CompuScop 8500 示波器能够测量上升时间、下降时间、脉宽和幅值，尤其是可完成特殊分析。

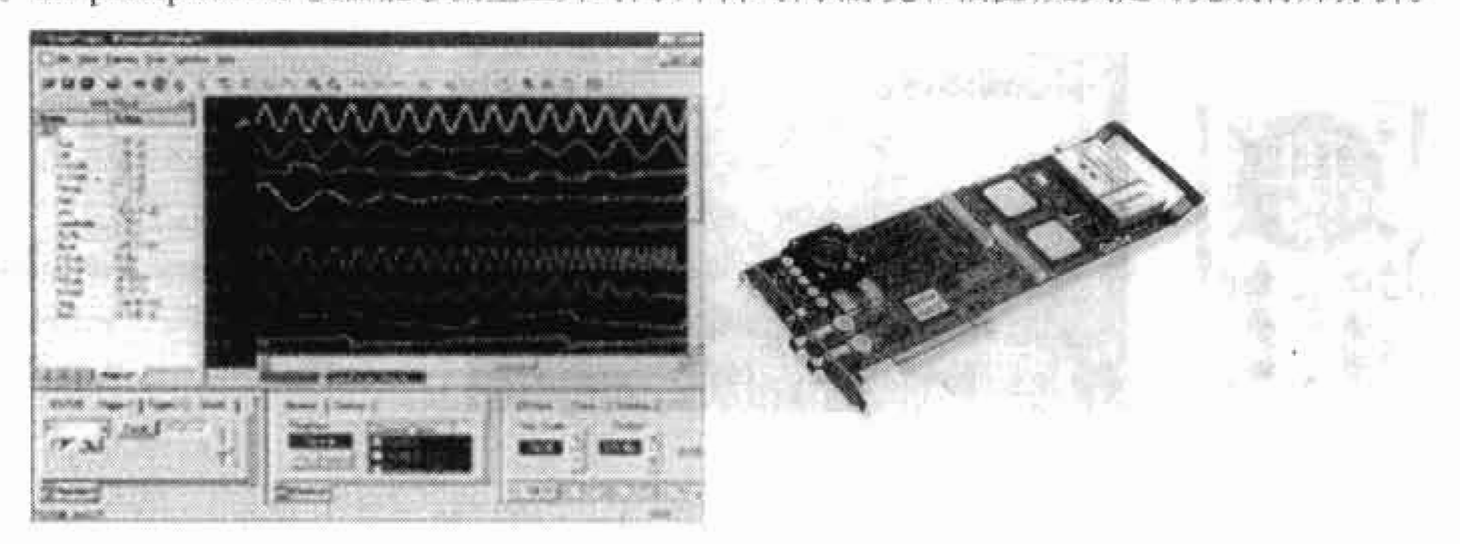


图 14.53　基于 PC 的示波器

14.5.6 示波器探头

示波器通常需要配备三个探头：一个用于触发输入，两个用于通道输入。虽然可用裸线将示波器和电路相连，但不足取。裸线的分布电容和电感较大，会增加输出放大器的负荷，甚至引起短路。低频时可以使用万用表表笔和 BNC（同轴电缆）连接器连接，但会引入外部辐射（如 60 Hz 工频、无线电、电视和荧光灯），干扰测量信号。使用带有临时探头的屏蔽同轴电缆可抑制辐射干扰。但同轴电缆和示波器连接时会引入新的问题。测量时同轴电缆的固有电容（通常 100 pF/m）会引入容性电流，在一定频率下还会产生谐振，产生反射信号而导致混叠。所以，用同轴线来延长测试线是不可取的，应该使用专用的 50 Ω 探头和 50 Ω 输入的示波器。

探头最好选择《示波器指南》推荐的探头。若找不到使用指南，可以到制造商网站上查找。否则，应考虑下列因素。

保证探头的输入连接器与示波器的输入端相适应。大多数示波器采用 BNC 型输入端，也有使用 SMA 输入端，而大多数高端示波器使用特殊设计的输入端来支持读出、跟踪扫描和探头供电（对于有源探头和差分探头）以及其他特殊功能。

探头的输入电阻和输入电容应与示波器相匹配。对于信号传输和保真，匹配是很重要的。探头的输入电阻和输入电容用来描述探头的负载效应。对待测电路来说，低频（1 MHz 以下）时输入电阻是关键因素；而高频时，输入电容是关键因素。

示波器通常有 1 MΩ 或 50 Ω 的输入电阻（或两种都有）。绝大多数的是 1 MΩ，可用于普通测量，而 50 Ω 用于高频低负载的 50 Ω 条件下。1 MΩ 探头与 1 MΩ 输入匹配，50 Ω 探头与 50 Ω 输入相匹配。另外也可使用阻尼探头。例如：10 Ω 探头与 1 MΩ 的输入电阻连接，会产生 10 MΩ 的输入电阻；10 Ω 探头与 50 Ω 的输入电阻连接，会产生 500 Ω 的输入电阻。

示波器的输入电容和标准的输入电阻（1 MΩ 或 50 MΩ）不同，是由示波器的带宽和其他特性决定的。大多数示波器的输入电容通常是 20 pF，而探头的电容是不固定的值，一般在 5 ~ 100 pF 之间。若要匹配，选择电容与示波器的电容在同一个数量级的探头，通过调节探头的补偿网络（电容）达到匹配。探头补偿的过程将在后面介绍。注意，如果示波器的电容超过探头的补偿范围，补偿效果不佳。在读者有了以上探头知识以后，下面介绍某些实际探头。

客观地讲，用于 1 MΩ 输入的大多数普通探头是无源探头，它们由导线和连接器组成，必要时还有补偿和衰减电阻和电容。这些探头没有有源器件（如晶体管和放大器等），所以非常耐用，价格便宜，使用方便。无源电压探头有 1×、10×、100× 和 1000× 等形式。分别表示无衰减（1×）、10 倍衰减（10×）、100 倍衰减（100×）和 1000 倍衰减（1000×）。衰减探头是通过内部的电阻和示波器的输入电阻构成分压器来扩大测量量程的。

例如,用于 1 MΩ 示波器的 10× 探头,内部电阻为 9 MΩ 时,可在输入端产生 10:1 的衰减。也就是说,屏幕上显示的信号幅度是测量信号的 1/10。这样,利用衰减探头可以测量使示波器过压的信号。

与 1× 探头相比,10× 探头的负载效应较轻,因为测量时它从被测电路吸取的电流较小。10× 探头具有较大的带宽(60 ~ 300 MHz),而 1× 探头只有 4 ~ 34 MHz,因为 10× 探头的输入电容比 1× 的小 10 倍。这里的频带差异也适应于 100× 和 1000× 探头。

对于 1×/10×,10×/100× 和 100×/1000× 的二合一组合探头,可以通过拨动探头上开关来选择其工作模式。在测量两个不同幅值的信号时,使用该探头十分方便。但切记,切换其模式时,电压刻度、频带宽度也随着改变。

另外注意,1× 和 10× 探头的最大电压量程大约在 400 ~ 500 V,而 100× 和 1000× 探头高达 1.4 ~ 20 kV。对于高于 20 kV 的信号,需采用特殊设计的高压无源探头。如图 14.54 所示是几种探头的外观与特性。

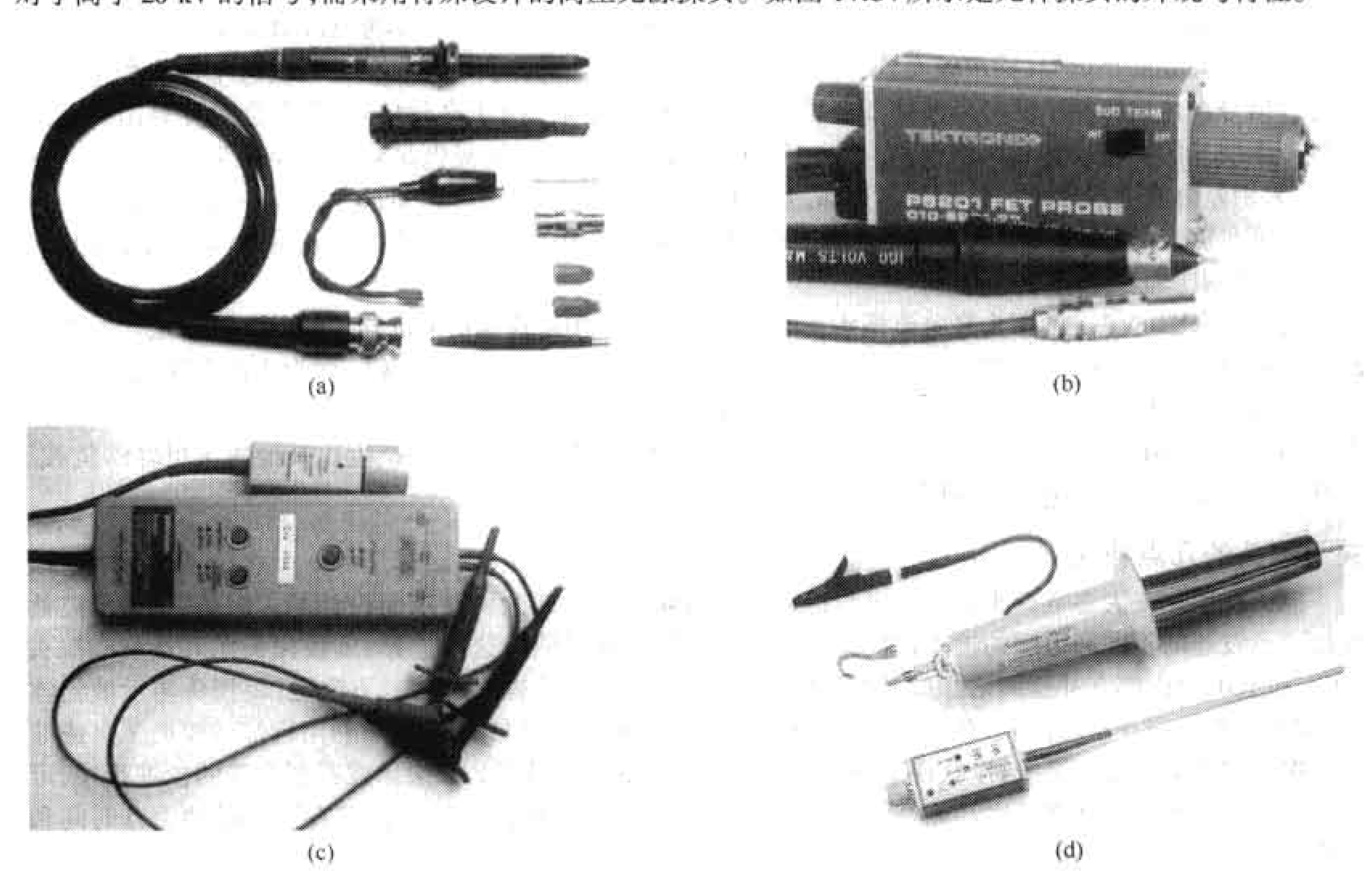


图 14.54　(a)普通 1×/10× 无源探头,配有多种附件,主要用于输入阻抗为 1 MΩ/20 pF 的示波器。在 1× 模式下,无衰减,但带宽被限制在4 ~ 34 MHz;在10× 模式下,信号幅度被衰减为原始信号的 1/10,而带宽被增加到60 ~ 300 MHz;(b)有源探头,主要用于高频、低压场合。有源探头内部的FET使其输入电容极小(> 1 pF),因而具有很大带宽(500 MHz ~ 6 GHz)。另外有源探头的负载效应最小。有源探头的典型输出阻抗为50 Ω,可用于驱动50 Ω的电缆,电缆长度可任意增加。有源探头要求示波器具有电源连接器和信号连接器或外附电源。信号幅度的典型值是 ±40 V;(c)差分探头,内置的差分放大器可实现差分测量(任意两点,而不是任意一点和地之间的信号测量)。差分探头有50 Ω和1 MΩ两种封装,要求示波器具有电源连接器和信号连接器或外附电源;(d)高压探头,主要用于超过2.5 kV的高压测量。泰克公司生产的P6015A可测量20 kV以下的直流电压和40 kV以下的脉冲电压,其带宽为 75 MHz。常被称为100× 或1000× 的高压探头将会提供不同最大电压范围和带宽限制

50 Ω 无源探头和 50 Ω 示波器应予以关注。50 Ω 探头通常称为 Z_0 探头,Z_0 表征电缆的特性阻抗,这里是指 50 Ω 的同轴电缆。此类探头具有比最好的 1 MΩ 探头更宽的频带,可达 GHz 量级,上升时间可达 100 μs 或更小。50 Ω 系统主要用于高频电路。

对于高频(>500 MHz)或高阻抗电路,无源探头(即使是 10×探头)也不能用于 1 MΩ 示波器,否则加重被测电路的负载,同时使信号衰减或失真。适用于高频信号测量的是有源探头。有源探头内置有场效应管(FET)或其他有源元件,可产生极高的输入阻抗和极低的输入电容(1 pF 左右)。在外部电源驱动下,有源元件可放大信号而不消耗被测量电路的能量。有源探头的频带可从 500 MHz 到 4 GHz。FET 探头通常有 50 Ω 输出阻抗以驱动 50 Ω 电缆,而特制的有源探头可以用于 1 MΩ 的示波器。这样在探头放大系统和同轴电缆的限制下,可增加示波器到仪器的距离。采用有源探头的另一个优点是,接地线的长度没有无源探头那么关键,因为探头的低输入电容会减少接地效应。有源探头的缺点是其有限的电压范围,通常是 ±0.6 到 ±10 V,最大电压也只有 ±40 V。

另一种有效的探头是差分探头,用于测量差分信号——任意两点间的电压差。使用差分探头,可测量集电极负载或其他情形下的浮地电压。虽然可以用两个标准无源探头来间接进行差分测量(用独立的探头和独立通道来测量两点对地电位,然后采用示波器的减法函数功能——A 通道减 B 通道——得到差分结果),但在高频或小信号(噪声较大)场合下不能应用。该方法的主要缺点是信号经过两个探头和示波器通道。信号在传输路径上的时延差别都会导致两个信号的失真。对于高频信号,失真会对计算出的差分信号产生明显的幅度误差和时间误差。另一个问题是,无源探头不能提供足够的共摸抑制能力。而差分探头,采用差分放大器来减两路信号,得到的差分信号是通过一个通道来测量的。这样在很高频带范围内都可保证足够大的共摸抑制能力。频带 1 GHz 的差分探头,1 MHz 以下,共摸抑制比为 60 dB,而 1 GHz 以下,共摸抑制比为 30 dB。

有必要介绍的另一种探头是电流探头。电流探头提供非接触式测量流过导体的电流的方法。它有两种类型:传统的交流探头和霍尔效应半导体探头。交流探头利用变压器将电流转化为交流电压信号,供示波器显示测量,其频响可以从几百赫兹到吉赫兹。将霍尔元件和交流变压器结合起来,可以使频率响应从直流到交流 50 MHz。使用电流探头的主要原因是其非接触的特点——从而产生比其他探头更轻的负载。当其他方法不安全或对电路有损坏时可采用该方法。

关于探头的几点补充

探头补偿——大多数探头是以满足与特定示波器输入特性匹配的要求而设计的。但是,不同示波器及相同示波器的不同通道间的输入特性会有轻微的差异。为了消除这些差异,多数探头尤其是衰减探头(10×和 100×)内部有补偿网络。如果有补偿功能,使用时应进行探头补偿。方法是:将探头与示波器连接,探头末端接到补偿测试点(在示波器前面板上,可产生 1 Hz～10 kHz 方波)。利用自带的校准工具或非磁性螺丝刀来调整补偿系统,以获得平顶无过冲或无圆顶的校准波形。如果示波器有内置的校准程序,可运行该程序以提高校准准确度。无补偿网络的探头将会导致多种测量误差,尤其在测量脉冲上升时间和下降时间时。当更换示波器通道或探头时,都应重新进行探头补偿。

使用合适的探头连接器——避免用短线焊接到电路测试点来代替探头,即使很短的线在高频下也会引起电抗的显著变化。

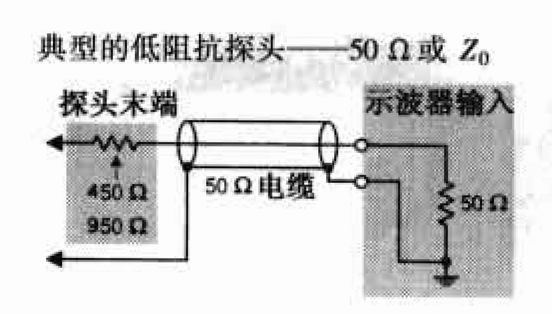
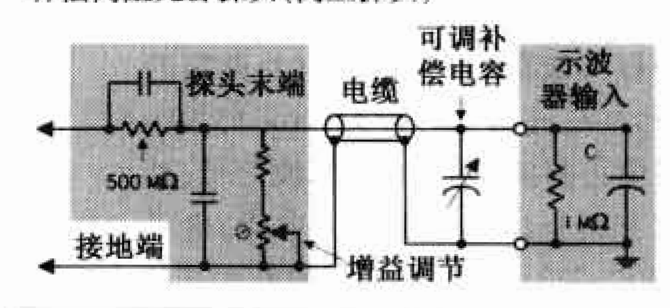
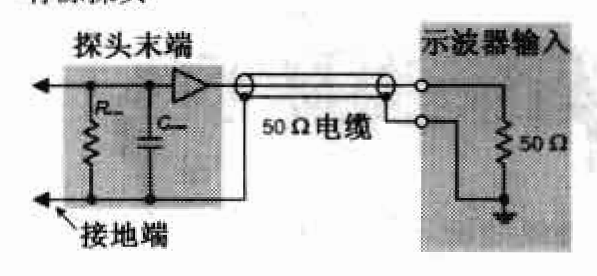
保证接地线短——对于无源探头,长的接地线会引入很大的电抗,从而引起振荡或信号失真。不要去延长探头的地线。

有关示波器探头的总结参见表 14.1。

表 14.1　示波器探头一览表

类　　型	特性与应用
典型 10× 无源探头	最常用的探头,测量 500 V 以下的信号。探头末端有 9 MΩ 的电阻,当与示波器连接时,与示波器的输入电阻构成 10:1 的衰减。调节安装在探头末端盒中的补偿电容可获得匹配。最适合于一般的检查和维修。探头的高输入阻抗通常是 1 MΩ 或更大。不足的是与低阻抗探头比较,频带较窄,容性负载较大

（续表）

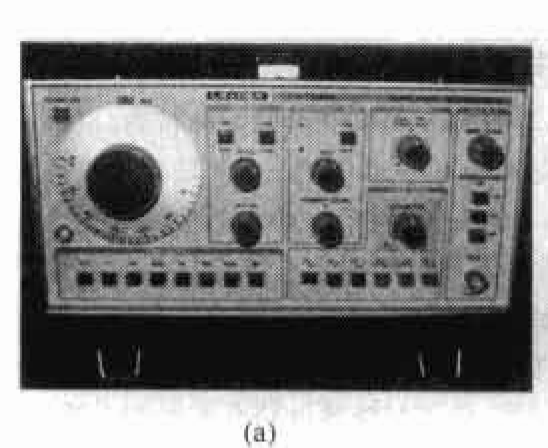
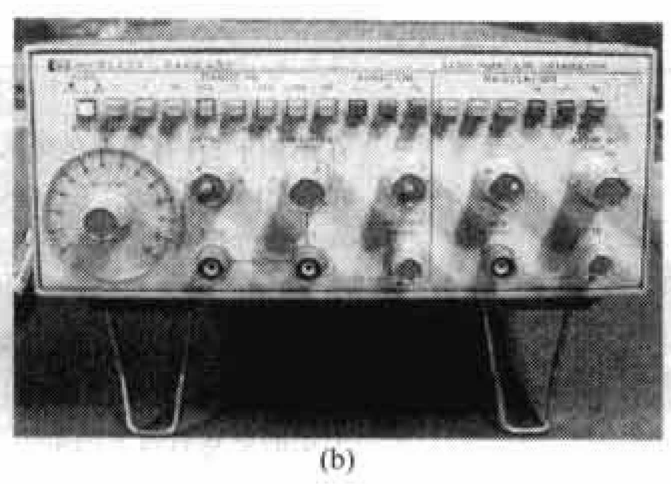
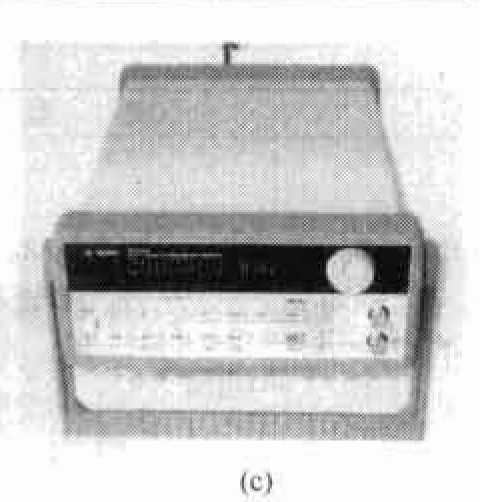
类　型	特性与应用
典型的低阻抗探头——50 Ω 或 Z_0 	在高频下，具有最小的输入电容（< 1 pF），在其额定频带内，呈现出平坦的频响特性。探头末端有一个电阻，通常是 450 Ω 或 950 Ω，以提供 10∶1 或 20∶1 的衰减。探头电缆的特性阻抗是 50 Ω，该值由示波器50 Ω 的输入阻抗所限定。特点是低的容性负载和大的带宽（GHz 数量级），与有源探头比较，价格较低。该探头用于低压（低于 50 V）信号测量，如 ECL 电路、50 Ω 传输线。不足的是它有较大的电阻负载，必须对被测电路有足够的了解。另外，示波器必须也是 50 Ω 输入。应用：微波中的高频器件特性、逻辑电路的传输延迟、电路板阻抗测试和高速采样
补偿高阻无源探头（高压探头） 	该探头用于测量 500 V 以上的电压信号。图中探头有一 500 MΩ 的末端电阻。探头电缆和标准的高阻无源探头电缆相似。调节连接器中的补偿电容可实现与示波器输入电容匹配。探头的分压比可选择，且有比较宽的动态范围。不足的是体积大，与标准探头比较带宽较窄。应用：高压视频信号、开关电源和大传输信号
有源探头 	有源探头有两种类型：FET 探头和双极性输入探头。两种探头除含有 RC 网络以外，均含有一个有源放大器。该放大器可驱动与示波器连接的 50 Ω 电缆（注意：也可设计成用于 1 MΩ 的示波器）。有源探头具有较轻的电阻或电容负载和很宽的带宽（500 MHz 到 4 GHz）。和无源探头比较，有源探头的干扰小得多。该探头可用于多种类型电路的测试，包括 ECL、CMOS 和 GaAS。也可用于典型的模拟电路、传输线和源电阻在 0 ~ 10 kΩ 的任何电路。有源探头的缺点是损耗大、动态范围小（± 40 V）和对静电放电敏感
典型有源差分探头	与有源探头比较，有源差分探头的主要差别是有两个输入端：正输入端和负输入端。两输入端与放大器连接，放大器的输出驱动与示波器连接的 50 Ω 电缆（注意：也可设计成用于 1 MΩ 的示波器）。差分探头可测量两点之间的电压，而不是要一点必须接地。有源探头的主要特性是可控制耦合方式：直流、直流带可调节偏置和直流抑制等模式。有源探头具有高的共模抑制比（CMRR），比如，在 1 MHz 时为 3000∶1。因此该探头可用来观察存在于较大的 DC 偏置或其他共模中的小信号。有源探头主要用于测量差分放大器、维修电源和检测其他差分信号。缺点是价格高、动态范围小、需要外附电源和控制模块

14.5.7　普通函数发生器

获取一台可以产生正弦、方波和三角波的普通函数发生器。该函数发生器应有足够高的上限截止频率（超过 5 MHz 频率）和足够的电压范围。某些函数发生器还可以产生斜坡、脉冲、可变的对称波、方波、线性/对数扫描信号、AM、FM、VCO、直流偏置、相位锁定和外调制输入。有这些功能当然更好，但不必特意追求。和示波器一样，函数发生器的价格随带宽的提高而增长。图 14.55 给出了几种典型的函数发生器。

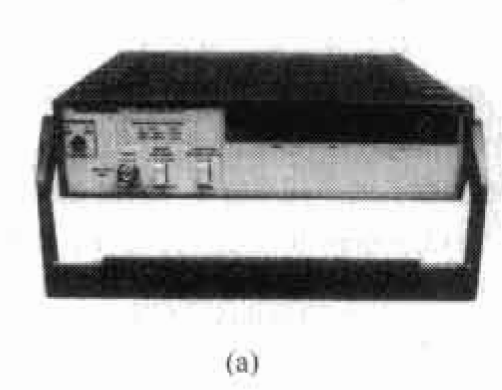
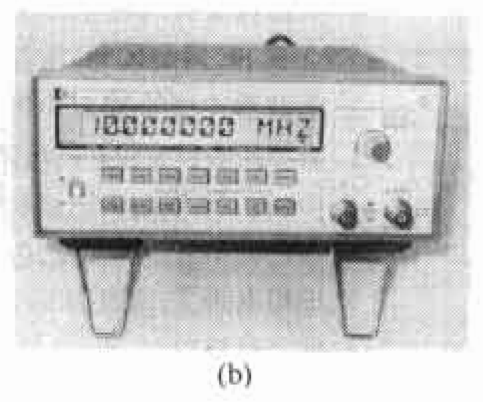
14.5.8　频率测量仪

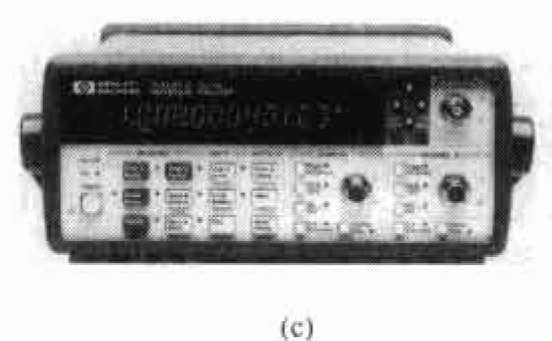
频率测量仪用于精确的高频测量，如测量数字电路或 RF 电路中的晶振频率。示波器对这样的测量来说精度是不够的（通常为 5%，或更高）。带宽为 0 ~ 250 MHz 的频率测量仪较为适中（约在 100 ~ 300 美元之间）。图 14.56 给出了几种典型的频率测量仪。

(a) (b) (c)

图 14.55 (a) Leader LFG-1300S，2 MHz 函数发生器具有简单的控制和多波形的选择，包括幅值调制和线性/对数扫描。在二手市场价格在60美元左右；(b) HP 3312函数发生器具有0.1～13 MHz的带宽，可输出正弦波、方波、三角波、斜波和可变的对称脉冲波。它既有内调制的AM、FM、内扫描、内触发和内控短脉冲波群的能力，也有外调制的AM、FM、外控扫描、外触发的能力。价格在150美元左右；(c) Agilent 33120A 15 MHz函数/任意波形发生器，是一款高性能信号源，可提供正弦波、方波和三角波信号，其频率范围为0.1～15 MHz。该设备还具有直流偏置和占空比连续调节的功能，也可输出TTL电平的时钟信号。另外有两个接口：HPIB和RS-232。价格预计在500美元左右



(a) (b) (c)

图 14.56 (a) Tektrronix CRC-250 是 DC-100 MHz 频率测量仪，价格不会超过 95 美元；(b) HP 5385A 测量范围为10 Hz到1 GHz，具有8位数字显示和两个输入通道，价格在200美元左右；(c) HP 5342A测量范围为10 Hz到18 GHz，具有12位数字显示，价格昂贵

14.5.9 计算机

最好在实验室配置一台独立的计算机。旧的也行，但不能太落后(奔腾 2 或更高级的处理器)，应具有联网功能。

计算机应用最多的地方是查阅产品说明书、电路图、在线的目录及类似的东西。有了因特网，你可以坐在办公室，很方便地获取任何复杂 IC 的说明书和引脚配置图等相关资料——只要在 IC 生产者的搜索引擎中输入器件名字即可。

当然，也可以用你的电脑来对微型控制芯片编程。再次强调，有上网许可的话，下载别人的微型控制芯片源程序、编程软件和程序升级也是非常重要的。

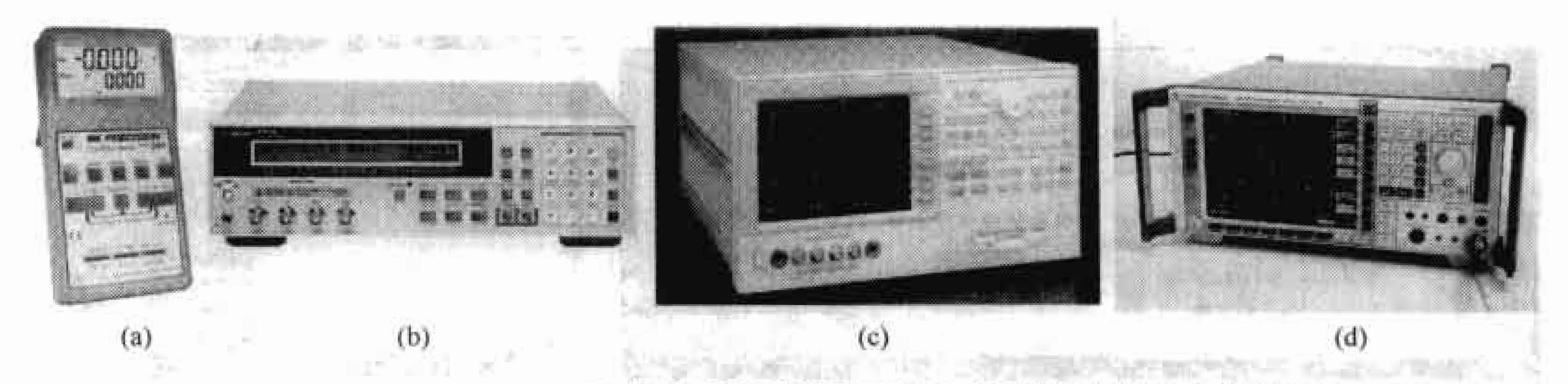
电脑上有电路仿真软件和 PCB 设计软件是非常便利的。然而，大多数好的编程软件需要强大的微处理器和大容量的内存。

如果你执意要安装插件式测试设备，计算机应具有适当的扩展插槽和端口序号。对于成熟的插件式测试软件，需要性能较好的电脑去运行它。

14.5.10 其他测试设备

电类的测试仪器的数量非常多，我们只用到典型的几种。其他测试仪器有 LCR 测量器、阻抗分析仪、逻辑分析仪、频谱分析仪、调制分析仪、电缆测试仪、功率测量仪、网络分析仪和各种无线电设备(参见

图 14.57)。幸运的是,多数仪器对于大多数的业余水平的实验室是不必要的。如果在做调制分析和频谱分析方面的工作,很可能你工作的单位有这些实验所必需的设备——没有必要去购买这些仪器。



(a)　(b)　(c)　(d)

图 14.57　(a) BK-Precision LCR/ESR 可在较宽频率范围(100 kHz)内测量阻抗(Z)、电感(L)、电容(C)、DCR、ESR、D、Q 和 Ø。提供四端测试探头以减小引线造成的测量误差;(b) Agilent 4263B LRC 测试仪可用于测量多种参数($|Z|$, $|Y|$, q, R, X, G, B, C, L, D, Q),比(a)的测量准确度高;(c) Agilent阻抗分析仪与LCR表不同,可以进行连续的频率扫描并进行图形分析。该表可用来测量阻抗,也可用来测量物体的磁导率。其可测量参数有:$|Z|$, $|Y|$, q, R, X, G, B, L, C, D, Q。工作频率范围为:40 Hz ~ 110 MHz。部件特性极小变化都可以以 0.08%的精确度被扫描检测出来。该仪器主要用于电容器、电感器、振荡器、半导体材料、PC 板和同轴电缆的性能评价;(d) Rohde & Schwartz 频谱分析仪用来分析信号的频谱(各频率分量的幅值)。频谱分析仪可在一定的频率范围下使用。在不同的应用领域具有不同的仪器名称。主要用于研究噪声电平、动态范围、频率范围和无线电设备的功率电平

14.5.11　多功能 PC 仪器

多功能 PC 仪器,性能优越,价格合理,越来越受到欢迎。值得关注的一款 PC 仪器是由 DesignSoft 生产的 TINALab II(参见图 14.58)。TINALab II。和 TINAPro 电路仿真软件(也是 DesignSoft 生产的)相结合,可作为多用表(可选择)、示波器、逻辑分析仪、信号分析仪、信号/函数发生器和频谱分析仪使用。该装置可以通过 USB 或者 RS 232 接口与笔记本电脑或台式电脑连接。在 TINAPro 界面中,利用鼠标就可实现不同仪器面板和测量功能之间的切换。

DesignSoft 软件包最诱惑的地方是 TINAPro,既可作为仿真仪,也可作为实际的测试仪使用。例如,欲设计一个利用运放、少量电阻和电容的放大电路,首先在 TINAPro 中创建一个放大器模型并且用虚拟仪器(虚拟示波器,虚拟波特图等)进行仿真,来验证电路的特性;其次利用实际的 PC 板和器件组建真实的放大电路;最后用 TINALab II 的接口来测试放大电路。仿真和实际测试的结果可以同时在一个屏幕中显示出来。如果对仿真或实际电路特性不满意,可以改变电路设计,重新仿真、组建和测试,直到满意为止。DesignSoft 不仅是科学实验的工具,也是学习电子技术知识的好帮手。

TINALab II 的功能特性:

数字示波器:双通道,50 MHz 带宽,10/12 位分辨率,周期信号的采样速率为 4 GS/s,单触发模式的采样速率为 20 MS/s。最大输入电压范围为 ±400 V,电压灵敏度:5 mV/div 到 100 V/div。

多用表(可选择的):DC/AC 电压:1 mV ~ 400 V;电流:100 μA ~ 2 A;直流电阻:1 Ω ~ 10 MΩ。

函数发生器:可输出正弦波、方波、斜波、三角波和任意波形信号;频率:0 ~ 4 MHz;具有对数和线性扫描型号和峰 - 峰值为 10 V 的调制信号输出。任意波形信号可以用 TINAPro 使用指南中的高级语言来编程。

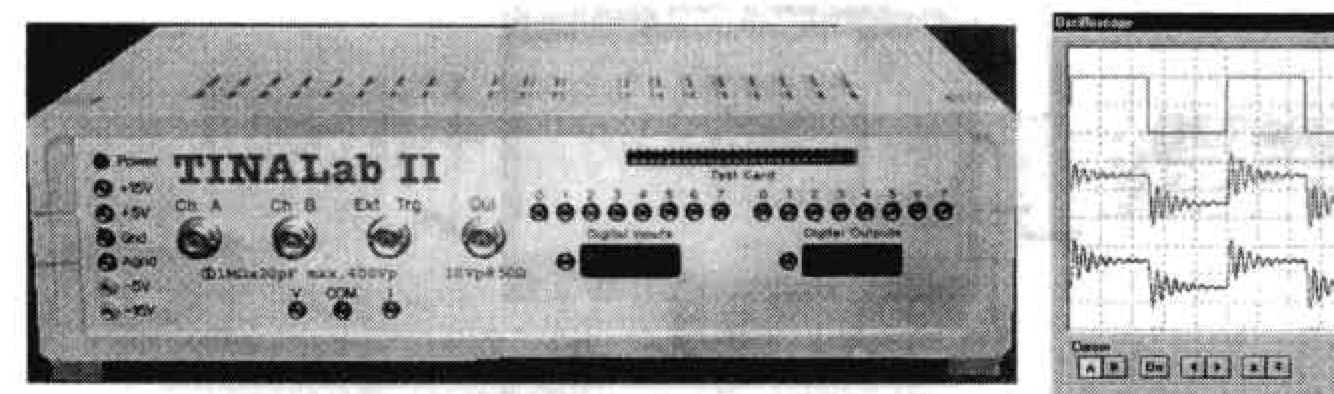
信号分析:与函数发生器配合使用,可测量和显示波特图、相频特性、乃奎斯特图,也可以作为频谱分析仪使用。

逻辑生成仪和逻辑分析仪:16 个独立的数字输入和输出通道,用来生成和测试频率达 40 MHz 的数字信号。

其他:供电电源(±5 V, ±15 V),备用实验卡插槽。

TINALab II 价格大约在 1700 美元左右,而 TINAPro 仿真软件包精装版价格大约在 300 美元左右,工业

版价格大约在600美元左右。该软件包的优点是将所有仪器和相关软件集于一体,使用方便。但它的局限是带宽不够宽,可能会导致测量误差。想获取更多的信息,请登录DesignSoft的网站:www.tina.com。



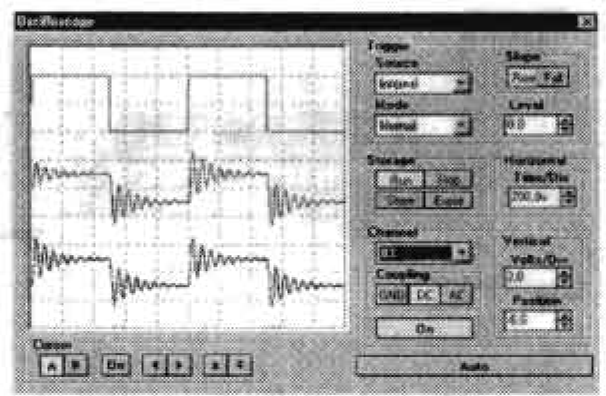


图14.58 DesignSoft的TINALab II是一个多功能的PC测试仪。可使用的虚拟仪表有数字多用表、逻辑分析仪、XY记录器、示波器、数字信号发生器和频率分析仪。但必须与TINAPro仿真软件配合使用

14.5.12 隔离变压器

如果检测从电网直接供电的设备,如电视机、开关电源或其他直接从电网取电而没有输入隔离(输入变压器)的电路或设备,应该使用隔离变压器。因为这些电路的"地"是浮地的,如果不隔离,测试设备的地直接与被测电路的地连接上,可能会导致触电、电路元件的爆裂和探头的损坏。

图14.59给出了一个简单的隔离变压器,变比为1:1,即原边和副边的匝数相等,所以原边和副边的电压和电流既没增加也没减少。隔离变压器是将电源和负载隔离,为提供接地保护而设计的。在家庭布线时,中性线(白色)和地线(绿色)在主交汇盒子里是接在一起的,所以它们的电势相等。如果不小心碰到了火线而又和接地的物体接触,电流会流过你的身体而遭到致命的电击。在有隔离变压器的情况下,副边绕组就类似一个120 V的电源端和参考端,和电源的火线和零线相似。但是最大的不同是,副边的电源端和参考端都不和大地相连。这就意味着,如果你碰到副边的电源端或参考端,而且同时接触接地物体,不会有电流通过你的身体。原因是副边的电流只能通过电源端和参考端形成回路。

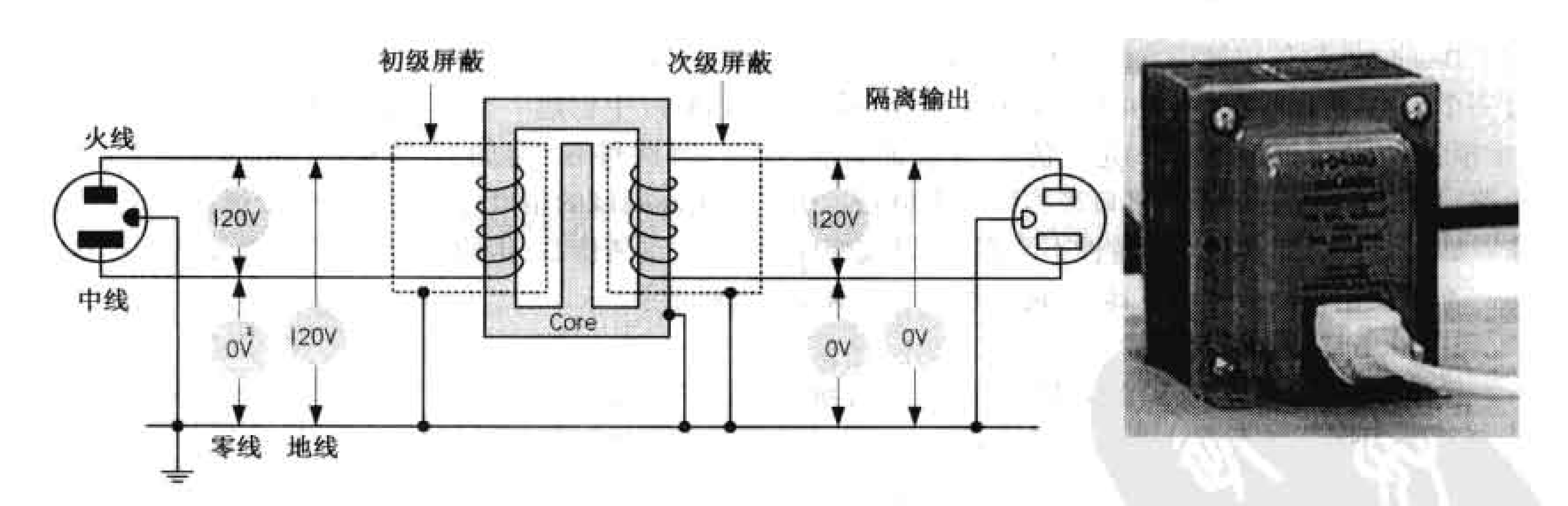
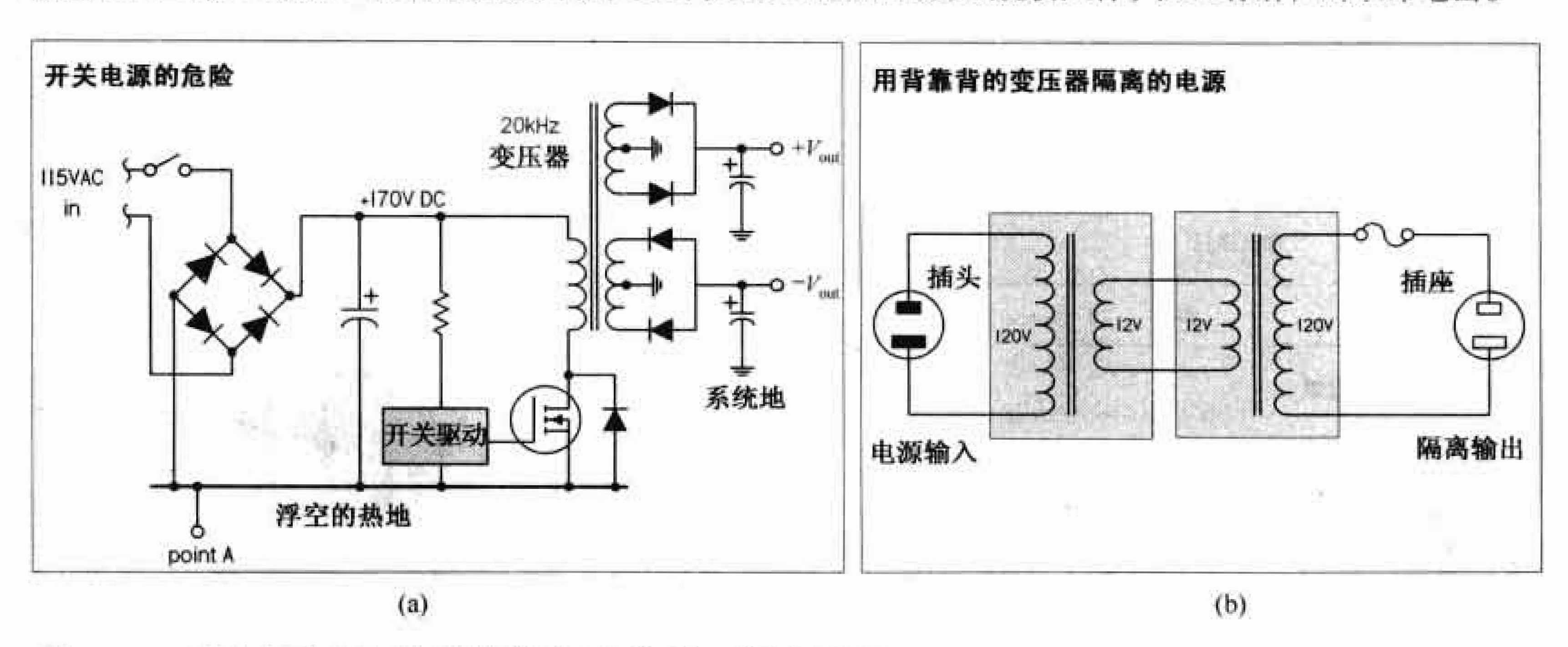


图14.59 用隔离变压器将负载与电源隔离的基本结构,具有接地保护功能。隔离变压器主要用于没有接地装置也没有输入隔离情况的电路检测,比如开关电源的检测。从图中可看出次级线圈对地电压为0 V,而初级线圈对地电压为120 V

隔离变压器在原副边之间设计了典型的法拉第屏蔽结构,屏蔽层一般与大地连接。屏蔽可抑制高频噪声。两个法拉第屏蔽间的距离越大,屏蔽间的分布电容越小,而噪声耦合度也越小。因此,隔离变压器作用是在噪声传输到供电电路之前将其消除的。

什么场合需要隔离变压器呢? 例如,在电视机中,电势比大地的电势高 80～90 V。如果你打开它并且检查,很有可能会触电,因为测试设备与你自己和比电视机中的电势低 90 V 的大地接触。如果观测仪器和电视机的地连接,就会形成一个接地的回路而造成短路事故。在旧的电视机中,没有保护措施来防止这样的短路。

同理,在开关电源中也需要使用隔离变压器。开关电源的供电回路由一根火线和一根零线组成,如图 14.60 所示。任一开关电源的火线无疑是触电的危险区域。火线的输入端通常是二极管整流桥,这意味着在滤波电容的负极和交流电源线的火线总存在一个二极管压降。如果你将测试设备的地接到滤波电容的"浮地"(点 A)上,不管有没有保险丝,将会烧坏桥路中至少一个二极管。这是由于测试设备的地将线电压直接跨接在二极管两端,二极管首先被击穿。另外,也有可能烧坏探头、烧伤人体, 甚至有潜在的致命电击。



(a)　　(b)

图 14.60　(a)给出了开关电源是怎样产生危险的。没有隔离变压器,测试设备的接地端与 A 点连接将会烧毁桥路中的二极管和示波器探头;(b)给出了用标准的120 V/12 V的变压器组建隔离变压器的结构(背靠背)

隔离变压器是根据输出电压(有效值)和容量(VA)进行设计与制作的。其他指标有效率和电压稳定度。一般而言,200 VA 的隔离变压器足以满足一般设备的需求。

当检查未接地设备时需特别小心。应当使用隔离变压器,即使这样,在将测试设备的探头接入被检查电路时也要小心。不能尝试维修,除非有可靠的测试设备、完备的安全隔离和详细的维修指南。另外,切记任何位置的接地(通过测试设备)都可能毁坏线性开关电源。注意,一定要使用隔离变压器,并在连接和测试之前仔细思考。

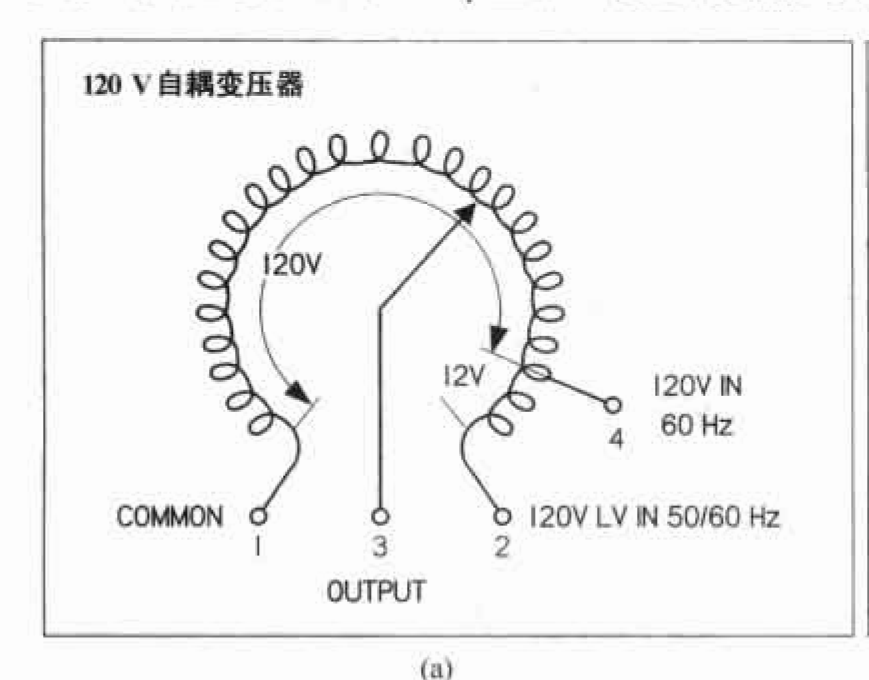
14.5.13　可调变压器

可调变压器,或自耦变压器,是很有用的设备,作用类似于可调 AC 电源。可调变压器的结构是一个自动变压器,其初级与 120 V 的火线和中线连接,而次级由一个中性端和一个滑动触头组成,滑动触头可沿中芯线圈移动(确保中线与输出边的公共端连接——不能将火线与其连接;否则,整个系统的对地电位将会升高)参见图 14.61。

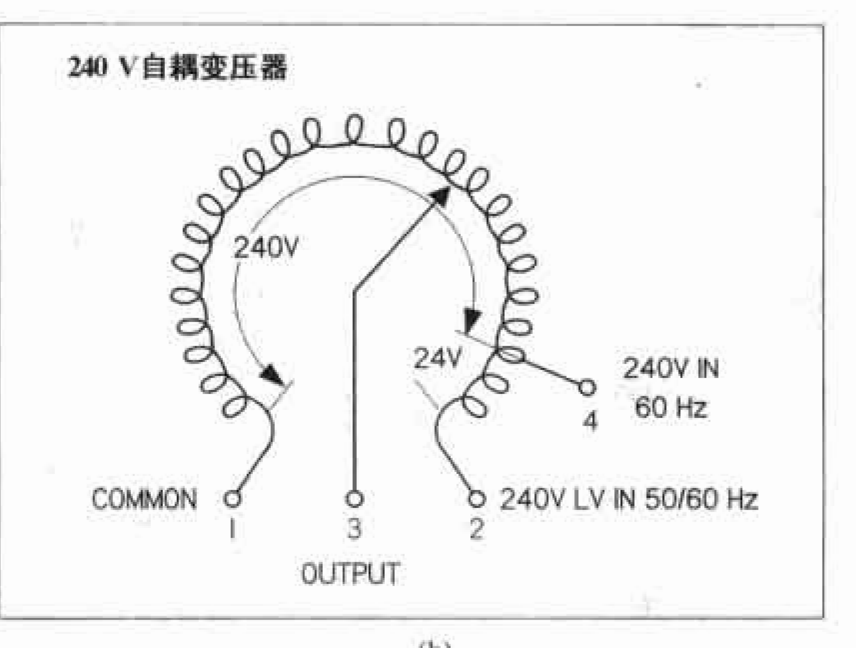
在检测功率设备时,如果在正常线电压下保险丝快速被熔断,能够调节的线电压将是很有用的。即使保险丝未被烧坏,在 85 V 左右检测电路,可大大降低"故障电流"的概率。另外,对于一个刚维修好的设备,如电动机,慢慢提高工作电压将是保证不出差错的比较好的实验模式。通过监测,可准确判断故障点。

警告:可调变压器并不能像标准或者隔离变压器那样提供隔离保护,因为初级和次级都连接在一个公共绕组上。因此,如果在不接地的情况下工作(热地类设备),正如上一节提到的,必须在可调变压器之前,而不能在其后接隔离变压器。否则,就会发生危险。图 14.61(c)给出了该接法的示意图。它不仅有开关和保险丝,还有电流表和电压表,可组成一个可调的、隔离的交流电源。2 A 的可调变压器可以满足大部分需求,当然 5 A 或更大的可调变压器也是可以的。

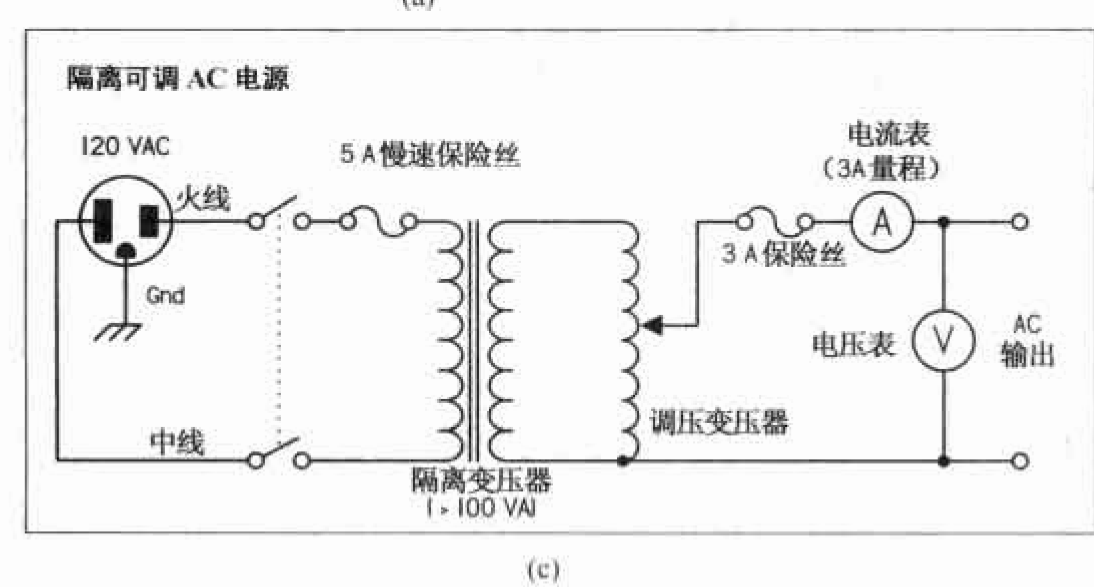
为了避免可调变压器和隔离变压器级联,通常使用集调压、隔离于一体的交流电源。例如,B + K Precision's 1653A 交流电源,将 AC 0~150 V/2 A 的可调变压器、隔离变压器和电压、电流表全部封装在一起。类似的交流电源可以在 eBay 上以 50 美元的价格买到[参见图 14.61(d)]。



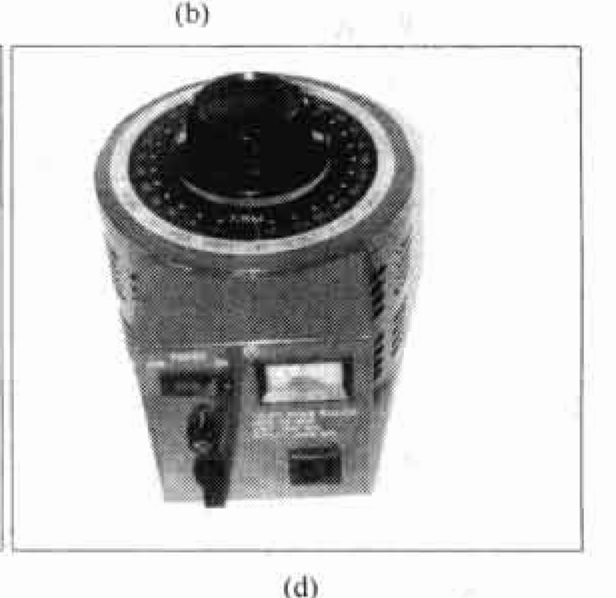
(a)



(b)



(c)



(d)

图 14.61 (a)通过旋转滑动触头改变输出电压的非隔离 120 V 自耦变压器;(b)非隔离 240 V自耦变压器;(c)用隔离变压器和自耦变压器制作的可调的AC电源;(d)提供隔离变压器、自耦变压器、开关、熔断器和测量仪表的AC电源

14.5.14 置换箱

在电路的调试中,经常需要确定 R、L、C 和 RC 的最佳值,使用电阻箱、电感箱、电容箱和电阻电容箱等置换箱是非常方便的。图 14.62 给出了由 IET 公司生产的电阻箱、电感箱、电容箱和电阻电容并联箱。通过面板上的旋钮可方便地获得所需的 R、L、C 和 RC 的值。在确定给定模型的分压网络时,电压分压器置换箱也是非常方便的。置换箱价格较高,但它所提供的便利通常是物超所值。

图 14.63 给出了分辨率为 1 Ω、范围为 0~9 999 999 Ω 十进制电阻箱的电路图。每位电阻值是 10 的倍数,给定位中的每个电阻值是相同的,分别为 1、10、100、1 kΩ、10 kΩ、100 kΩ 和 1 MΩ。为获得期望的阻值,将每位的旋钮旋转到相应位置即可。1/2 W 的金属薄膜电阻是电阻箱的最佳选择。如果要制作一个分辨率为 0.1 Ω 的电阻箱,则 0.1 Ω 位的电阻器应该用电阻丝绕制而成。要注意的是,电阻丝绕制的电阻器类似于电感线圈,在高频电路中工作会引起电感效应。

虽然制作十进制的电阻箱是可行的,但企图将电感、电容和阻容十进制箱做在一起将是不值得的。高准确度的元件太贵,而且制作过程复杂且浪费时间。最好的方法是从厂商那里购买常规元件,然后通过简单的组合,譬如图 14.64 中的阻容盒,而不需要太多工作。虽然它们不是标准的十进制——所以它们不可能获得所有可能的值,但可提供足够实用的值,如 10、22、33、47、56、68、82,等等。

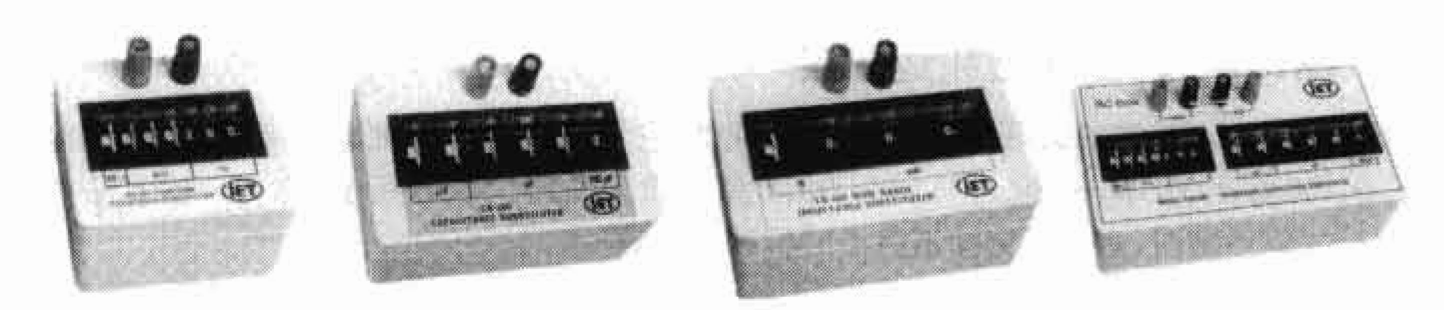


图 14.62　图示的电容箱、电阻箱、电感箱和阻容箱是 IET Lab 公司生产的。电阻箱分十进制7位(0~9 999 999 Ω,分辨率为1 Ω)和十进制9位(0~99 999 999.9 Ω,分辨率为0.1 Ω);电容箱为十进制 6 位,范围:0~99.9999 μF,分辨率为:100 pF;电感箱为十进制3位(999 mH,分辨率1 mH)和十进制4位(9.999 mH,分辨率为1 mH);阻容箱由电阻箱和电容箱组合而成。通过旋钮调节 R、C和L的值。准确度典型值是1%或更高

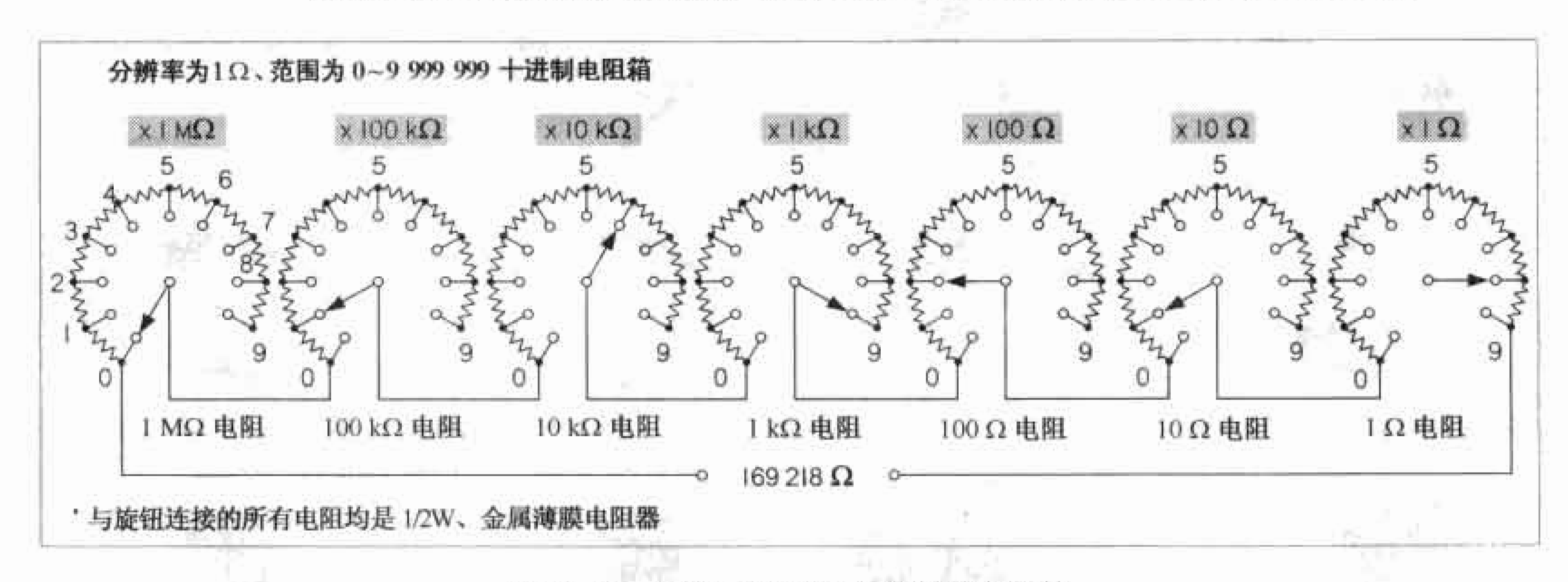


图 14.63　用旋钮调节的十进制的电阻箱

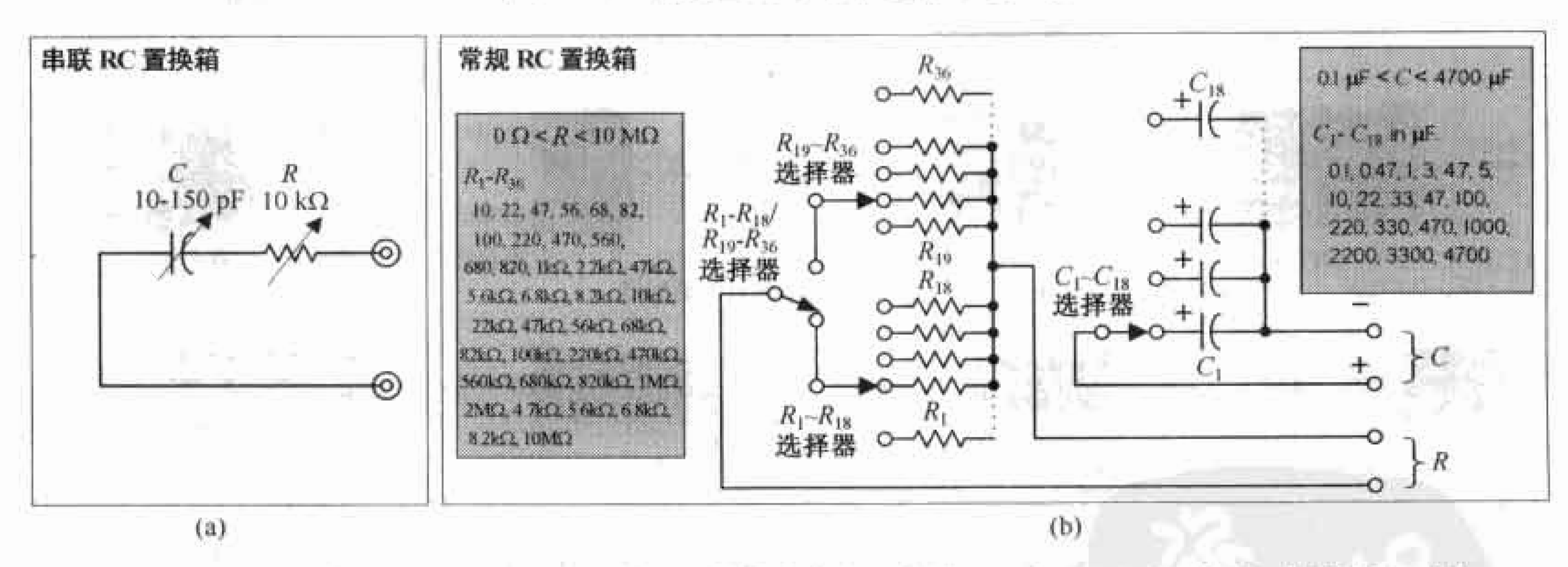


图 14.64　(a) 由一个 10~150 pF 可变的塑料薄膜介电电容器和一个 10 kΩ 的单圈电位器所组成的串联置换盒;(b) 常规RC置换盒,可以在纯电阻、纯电容、RC串联、RC并联4种模式下置换

例如,简单的小电容阻容置换盒,如图 14.64(a)所示,由一个 10~150 pF 塑料绝缘材质可调电容和一个 10 kΩ 电位器组成。常规的阻容盒能够通过开关转换到多种模式(纯电阻,纯电容,阻容串联,阻容并联)如图 14.64(b)所示。元件值的选择取决于使用者的应用。在这里,元件值选用厂家生产的常规元件值,18 位的旋钮用来选择电阻和电容值。电容器类型的典型选择范围有:100~900 pF 云母电容、0.001~0.009 的聚苯乙烯电容、0.01~0.9 μF 聚碳酸酯电容、1~9 μF 聚酯电容、钽电容和电解电容(注意电解电容的极性)。通常,使用高精度、低电容值的空气介质可调电容,参见介绍电容器的章节。1/2 W、1%金属薄膜电阻器对于大于 1 Ω 的电阻能够保证较高的准确度,小于 1 Ω 电阻器,可用电阻丝绕制而成。同样需要注意,在高频下电阻丝绕制电阻的感性效应。

14.5.15　测试电缆、连接器和适配器

实验室应备有一定量的测试电缆、连接器和适配器,它们包括BNC同轴电缆接插件、钩式接头、香蕉插头、鳄鱼夹、0.100管座、0.156插座、耳机插头、RCA和F插头(如图14.65所示)。当开始对一些特殊的电路和设备进行故障诊断时,永远不会知道将需要哪种连接器。



图14.65　各种测试电缆、连接器和适配器

14.5.16　焊接设备

图14.66给出了一些常用的焊接设备。

电烙铁

通常,低功率(25～40 W)、笔状的电烙铁是比较合适的(对于特别小的元件,可能需要使用15 W的烙

铁，而非常大的连接点可能需要 50 W 的烙铁）。最好使用带数字显示、温度可调的烙铁，但是这并不意味着不能用 10 美元的功率合适的恒温电烙铁焊出好的焊点来。大功率烙铁和吸锡器不是对所有电子器件的连接和 PCB 板都适用，它们只能用于面积较大的连接，譬如大直径的多股线的连接和铝底座的连接。图 14.67 给出了具有备用电源的锡焊烙铁和温度可调的恒温烙铁的方案。



图 14.66　各种焊接工具：数显温度可调电烙铁、烙铁架、焊锡丝、吸锡器、用来固定电路板的电子工作台

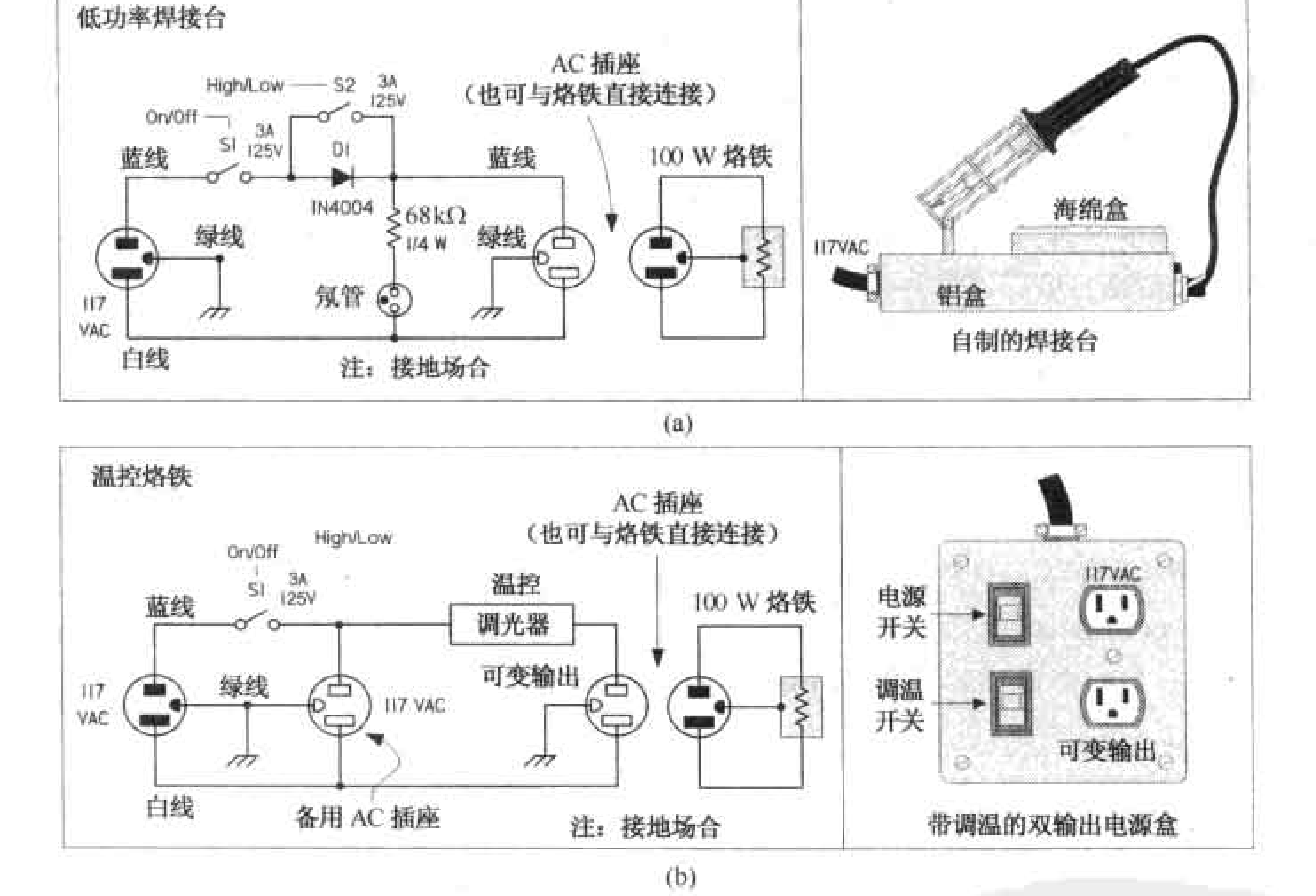


图 14.67　(a) 烙铁头和加热元件工作在低温状态可延长其工作寿命。通过对交流半波整流后供电可达到该效果。电流单向流动，氖管的一个电极发光。当开关闭合，二极管被短路，烙铁被施加最大功率，氖管的两个电极都被点亮。为了保证安全，电路应该被封装在铝外壳内。该装置可供30～40 W的烙铁使用。海绵放在一个平底的金属盘中，用螺丝和螺母将烙铁架固定。海绵盘应密封以防止湿气进入电路组件。氖管可用3/16 ID金属环固定，其引线端用热收缩绝缘套保护，且温度控制具有更大的灵活性。白炽灯调光器也可以用来控制烙铁的工作温度；(b) 给出了封装在电源盒内的温度控制电路。电源盒设置有一个调节开关和两个输出插座。温控器仅控制两个交流输出中的一个。通常，用跳线将两个输出的火线连接在一起（火线接线端比零线接线端要小，一般用黄铜螺钉连接），使用时必须移除。零线保持不变。调光器可以在任何电子商店购得

烙铁端部的大小和形状应满足各种工作的需要。考虑到小的元件和狭窄位置,端部应小;而考虑到快速升温,端部应大。端部一般在0.05~0.08英寸时,适合大部分焊接工作,而非常小的元件则需用端部更小的烙铁。

保证烙铁有足够大的功率和足够快的升温。功率过小或升温过慢的烙铁可能形成虚焊和损坏元件。这种情况的发生通常是由于加热时间太长所致。

另外,应注意烙铁是接地还是浮地。在某些绝缘场合,烙铁接地是必要的,而某些时候烙铁浮地也是必需的。最理想的是使用电池供电的烙铁。

焊锡和焊剂

在电气连接中,通常所用的焊锡是60/40(SN60)和63/37(SN63)。60/40和63/37表示合金含量分别为60%的锡、40%的铅和63%的锡、37%的铅。其他焊锡可能使用不同的金属和百分比,譬如62/36/2(62%锡,36%的铅,2%的银)。60/40和63/37焊锡的熔点是371°F。63/37焊锡适合小焊点、热敏感元件及印制电路板的焊接;而60/40适合更多的普通用途的焊接。无论60/40,还是63/37焊锡,既可制成松香焊剂芯,也可制成固态(无焊剂)芯。松香焊剂芯的焊锡通常是电气连接的首选。

如果使用的是固态芯的焊锡,需要准备一些膏体或液体焊剂。在焊接前,将焊剂涂于金属连接点的表面。当烙铁置于涂焊剂的表面并加热,焊剂将成为化学清洁剂,用来清除金属表面的氧化层,以确保焊点导电良好。焊接后,多余的焊剂残留物用去焊剂(可用异丙醇或水)予以清除。这样可防止焊剂残留物的聚集。焊剂残留物的聚集有时可导致PCB板的短路。

如果使用带焊剂的焊锡,当焊锡外层的合金熔化时,焊剂就会渗漏出来以达到助焊的目的。一般而言,当使用带焊剂的焊锡,不再需要其他额外的焊剂。不过,在焊接前,焊接处的表面不应有明显的氧化,应用优质钢绒或砂纸打磨后再焊。

最后需要强调的是:千万不能用腐蚀性(酸性)或导电的焊剂去焊接电子元件。只能用中性的焊剂,如上述的松香焊锡或松香焊剂。

焊锡丝的直径有各种规格,下面介绍它们的标准直径和用途。

0.020/0.508 cm(25 gauge)或更小:这类焊锡适合比较小的PCB板的焊点和表面贴装元件的焊接。然而,用它焊接普通焊点太细,势必导致加热时间过长。

0.031/0.079 cm(21 gauge):这类焊锡适合所有PCB板和电气组装与维修的焊接。

0.040/0.1 cm(19 gauge)或更大:这类焊锡用于大焊点(像14号或更大号导线端部)的焊接和大号导线(绳、带)的焊接。它们不适合PCB板的焊接,因为多余的焊锡容易在两个焊点之间形成焊锡桥而导致短路。

除锡工具

元件的拆卸或多余焊锡的清除,必须使用除锡工具。下面介绍几种除锡工具。

吸锡器: 该工具可用于被加热熔化的焊锡连接点。被激活的吸锡器可将熔化的焊锡吸入吸锡器的储锡腔中。如果使用得当,该方法可将焊点的焊锡清除而使元件引脚与其连接的金属脱离。当处理对静电敏感的元件时,需要使用抗静电吸锡器,因为普通吸锡器在摩擦时可能会产生较高的电压而损坏器件。如果用吸锡器无法达到满意效果,可使用吸锡带。

吸锡带: 吸锡带是浸透无腐蚀焊剂的铜质编织物。将吸锡带铺在需清除焊锡的焊点上,加热吸锡带。由于毛细作用,熔化的焊锡将会朝热源端流去而脱离焊点。该方法适合焊锡较少或PCB板的连线又很细的情况。这种情况下,使用吸锡器可能会产生其他问题。吸锡带也可用于对静电较为敏感的场合,此时非抗静电的吸锡器不能使用。对于清除PCB板的焊锡孔或清除非溅的焊锡,吸锡带是最佳的选择。

除锡烙铁: 如果需要的话,使用带吸锡器的除锡烙铁可加快工作速度。烙铁先将焊锡熔化,然后激活吸锡器,于是熔化的焊锡就被吸入设置的储锡装置中。除锡烙铁是比较昂贵的工具,但它确实好用。

焊接台应备有一快湿的海绵以清除沾在烙铁尖端的焊锡或脏物。也可使用专用的烙铁尖清洗剂(糊状物),它可清除烙铁尖上所附着的金属氧化物。线刷、锉刀和钢刷均可用于烙铁尖部氧化物的清除。不

论用何种方法,清除后都必须将烙铁加热后在其尖端涂上焊锡,然后用软布把多于的锡擦掉并使其表面光滑。否则,尖部会被氧化。

14.5.17 实验板

图14.68给出了几种常用的实验板。

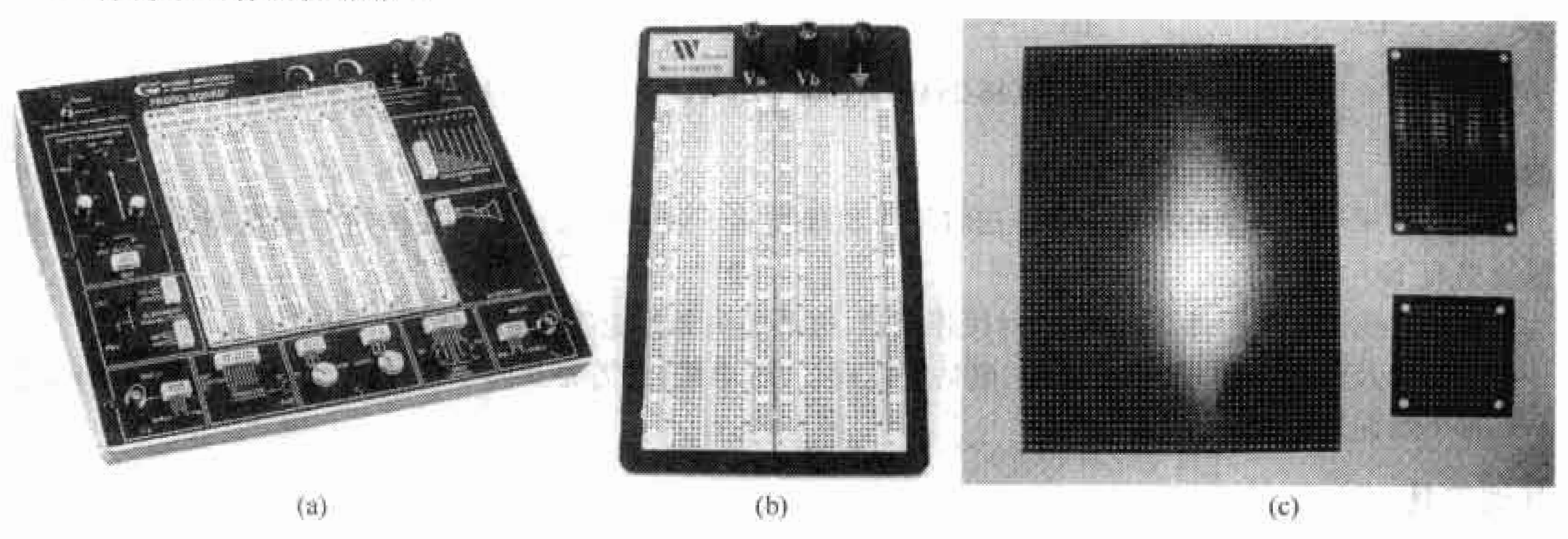
面包板

面包板具有若干行和若干列的插孔,配置有IC插槽、电源母线和连接外电源的香蕉插孔。使用时无须焊接。你将会发现面包板和插口总线是很有用的。面包板可使用的元件引脚直径范围为0.3~0.8 mm (20~30 AWG)。

注意:面包板不适合搭建高频电路,板内有弹性的金属簧片会给电路增加大量的杂散电容。同时,面包板也不能用于电流大于100 mA的电路。

实验开发板

实验开发板是值得关注的装置,尤其是正处于实验的阶段。实验开发板除配置面包板外,还有内置的电源(固定的和可变的)、函数发生器及面板安装器件,如电位器、开关、LED指示器和扬声器。尽管,有些人可能会因“个人习惯”而不使用这样的开发板,但事实上,它非常方便和实用——既避免了大量的重复接线,又保持了工作区的整洁。



(a) (b) (c)

图14.68 (a)实验开发板;(b)面包板;(c)多用途PCB板

多用途PCB

下面是几种类型的PCB板。

空白覆铜板:用单面或双面覆铜板制成,适合搭建具有“地”层结构的电路。使用时,电路元件放置在未被蚀刻的一面,当某器件的引脚需要接地时,该元件引脚与铜皮面层焊接。元件间的非接地连接采用点对点焊接。

无焊盘PCB:它是酚醛塑料或玻璃纤维制成的电路板,板上有0.1英寸的孔来安装电子器件。这种板既无焊盘,也无连线,适合搭建要求不高的简单电路。使用时,只需把管脚穿过板子后折弯焊接即可。

通用PCB:根据焊盘、连线的布局和尺寸有多种类型可供选择,如一盘一孔型、母线型、三孔连通型、地层型和电源/地层型。各种类型的PCB很容易购买,可根据需要来选择。

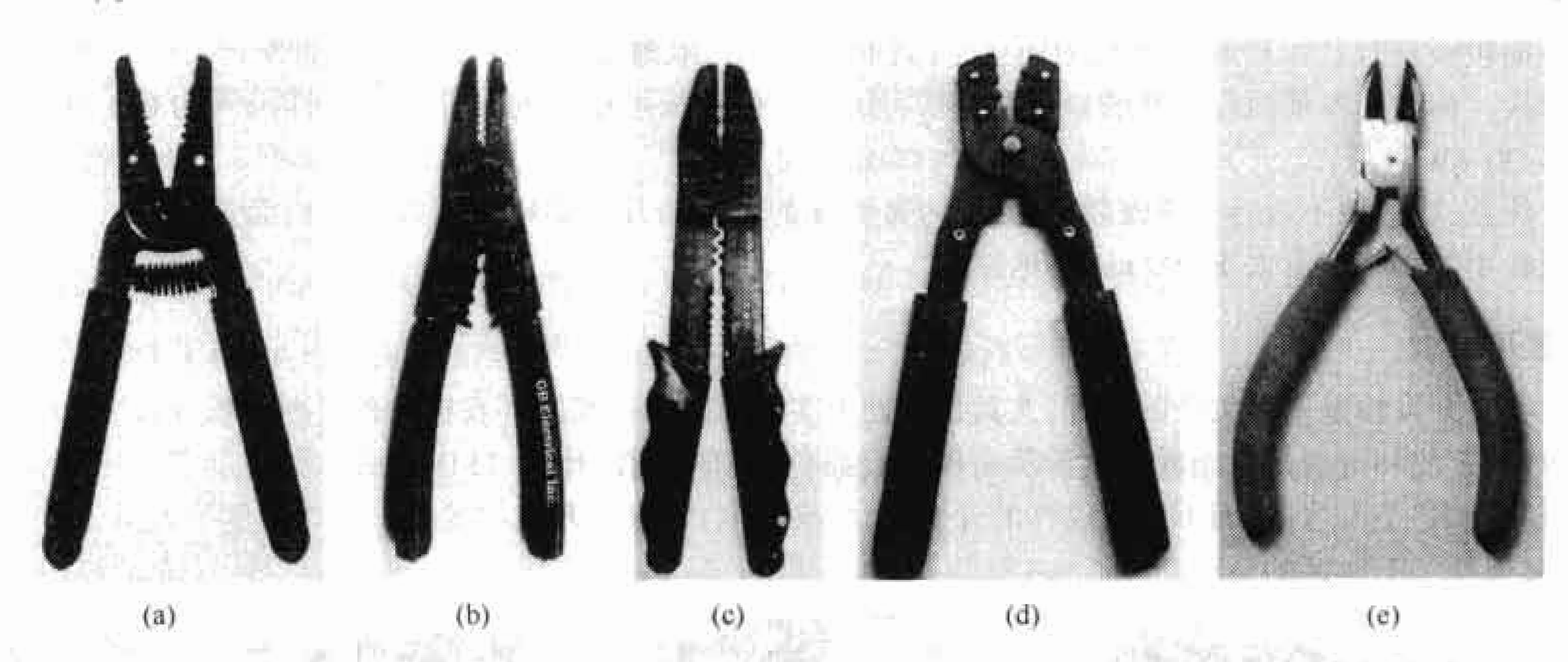
PCB工具包:用于自制PCB。大约需要15美元,就可以从RadioShack获得一个PCB工具包,包括两块3×4.5的覆铜板、一只抗蚀笔、一瓶刻蚀溶液、一个1/16英寸的钻头和一本使用说明书。虽然还有其他更加专业制作PCB的方法,但是上述工具包对小制作来说已经足够了。

贴片PCB:这是一种对贴片元件非常重要的实验器件。它可以将贴片元件的封装转换成0.1英寸大小的SIP封装形式,使之与面包板插孔兼容。它常用于制作器件阵列(如电阻、电容、二极管和晶体管)和其他贴片组件,也可用于贴片IC的检测。

14.5.18　常用工具

剥线钳和斜口钳

剥线钳是最常用的工具,它有内置的刀口。通常应该有两把,一把用于10~18号导线,而另一把用于16~26号导线。另外还需要一把4或5 in的斜口钳,用于剪断各种导线,特别是剥线钳够不到位置(参见图14.69)。



(a)　(b)　(c)　(d)　(e)

图14.69　(a)剥线钳(16-26AWG);(b和c)夹线钳;(d)D形夹线钳;(e)斜角钳

夹线钳

夹线钳采用无焊剂的折弯压紧方法将导线和接线端子或接线叉连接。夹线钳分绝缘型和非绝缘型,其规格有10~22。

D形夹线钳可用于计算机插头、对接连接器、电话插头和其他连接器与导线的连接。

如果涉及到BNC电缆、橡胶电缆、电话电缆或CAT5电缆,还需要其他专用夹线工具,比如BNC、IDC,这些在本书后面还要介绍。

其他工具

螺丝刀系列:有飞利浦及其他品牌。

钳子系列:尖嘴钳、长嘴钳和弯嘴钳。

钢丝钳、冲型剪、金属折弯机:钢丝钳用来剪断钢材,冲型剪切除部分金属,而金属折弯器可用来按需要卷曲金属。

IC起拔器:将小型IC从插座中拔出,不损坏插脚。

镊子:用于精细的工作,如贴片元件的定位。

卡尺:用来测量元件脚的直径、元件尺寸、电路板的厚度,等等。

放大镜:用来检查电路板、连线和元件,是否有裂缝、短路和虚焊。

X型剪刀:用来进行剪割。

散热器:在焊接和拆焊时,夹在元件脚上,用来吸收热量以防止元件被烧坏。

抛光工具:用于连接装置的砂磨和抛光。

电钻:用于PCB板、外壳的打孔。

锉刀:用于孔、槽的扩充、毛刺的清除和金属、木头、塑料组件的修整,也可用于焊接前金属焊接面的清理。

绕线器:如果可能涉及到线圈制作,手动绕线器是必需的。30 AWG的绕线器可以满足一般需求。

台钳和电路板固定器:PanaVise公司生产各种性能优越的台钳和电路板固定器。

钢锯:用于锯断螺栓、板材和金属柱。

14.5.19　导线、电缆、接插件与化学试剂

图 14.70 给出了一些常用的导线、电缆、接插件与化学试剂。

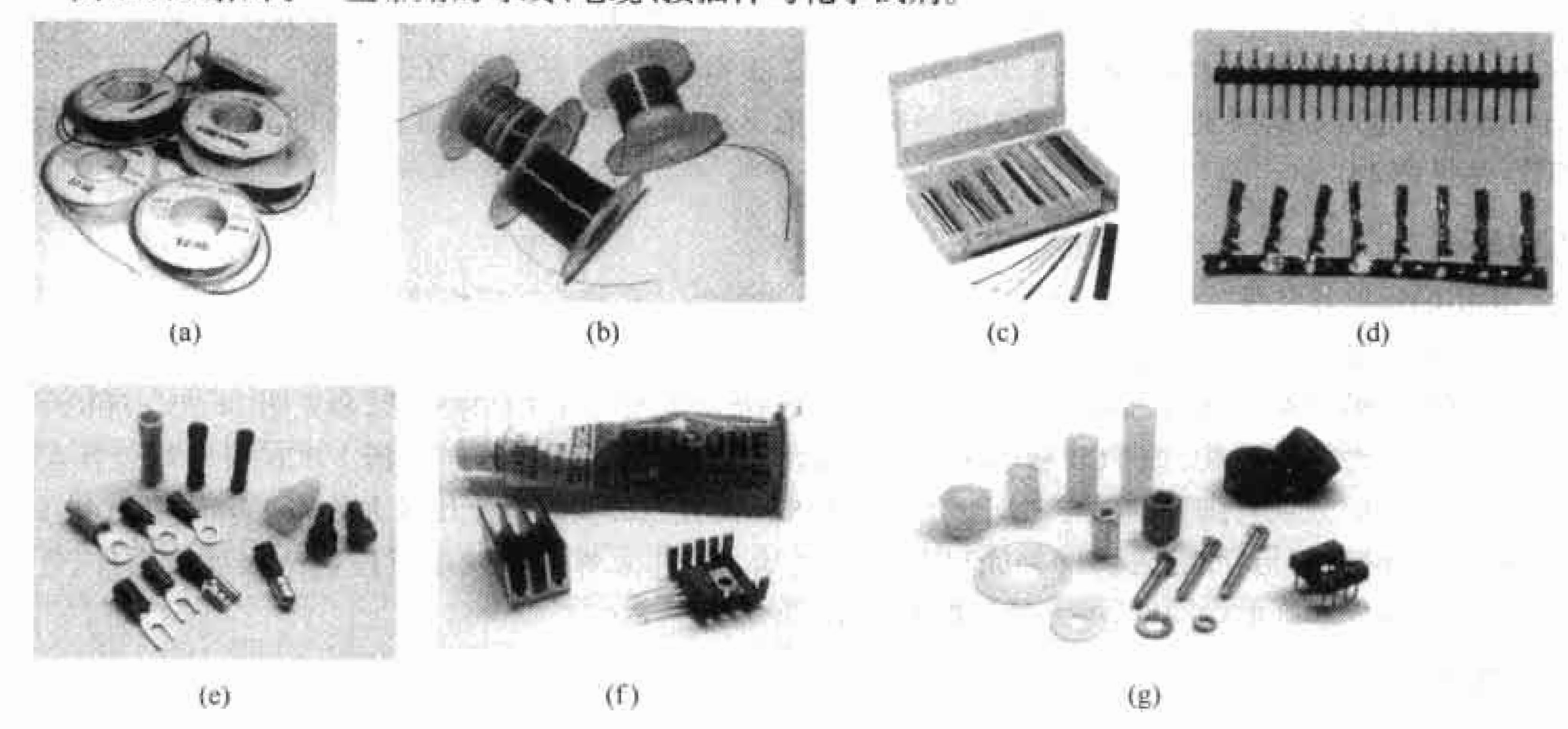


图 14.70　(a)连接线;(b)漆包线;(c)热缩管;(d)0.1 插头和 0.156 插孔;(e)半圆接线叉、圆接线片、快速拆分连接器和接线旋钮;(f)散热器和导热化合物;(g)尼龙和铝支架、垫片、螺钉、橡皮脚和IC插座

导线和电缆

应准备一些不同颜色、不同规格的导线,16、22 和 24 号的导线是最常用的。实验板中的非焊接连线用 22 号 AWG 单芯导线。如果需要弯折的连线,可使用带 0.156 英寸孔(可配 0.1 英寸针)的 22 或 24 号 AWG 多芯导线,因为多芯导线不易折断(如图 14.71 所示)。

还需准备一些电线和电缆,如扁平橡胶电缆(28 AWG)、CAT5 网络电缆、双绞电缆、同轴电缆(RG-59,RG-11,等等)。还应准备家用电线,比如 NM-B(室内)和 UF-8(室外)。如果要制作绕接电路,应用绕接线。带 Kynar 绝缘护套的 30 号线是最受欢迎的一种。当然,如果流过的电流较大则需要选用线径更粗的导线。

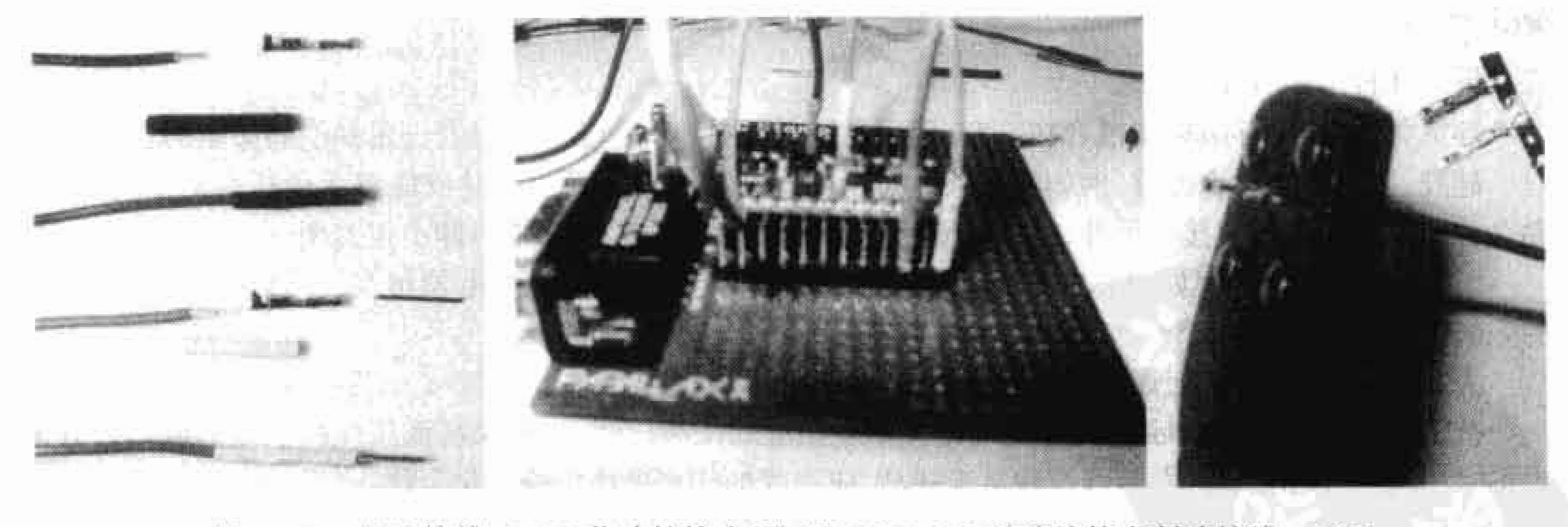


图 14.71　用连接线、0.156 英寸的接头(孔)和 1/16 ~ 1/8 的热缩管自制跨接线。这里须要用夹线工具把接头固定到线的端部,也可以用尖嘴钳和其他精巧工具

漆包线

漆包线用来制作线圈和电路中需要的电磁元件,如收音机中的调谐元件。漆包线有导线芯和绝缘覆盖层制成。应常备有的漆包线规格为 22 ~ 30 AWG,参见图 14.70(b)。

热缩管

热缩管是遮盖裸露电线和接插件端部的必要组件，也可用它将若干不同导线组合成一根密封的多芯电缆。可以购买整圈热缩管或购买成套的不同颜色、不同直径的热缩管。热缩管的内经(热缩前)规格有3/64、1/16、3/32、1/8、3/16、1/4、5/16、3/8、1/2、5/8、3/4、1、2、3 和 4 英寸。热缩比为 2:1(50%)，所以，1/8 热缩为1/16，等等。也可以购买到热缩比为 3:1 的热缩管。通常用吹风机加热热缩管，也可同时用加热枪加热热缩管[参见图 14.70(c)]。

连接器

常用的连接器有线对线接头、导线帽、对接接头及各种针 - 孔接头。导线帽：将两根导线拧在一起后塞进帽中使之连接。对接接头：将两根不同的导线塞进接头中，用夹线钳挤压使导线连接。针 - 孔接头：由各种摩擦密接机构制成，一根导线端与针头插座连接，另一根导线端与孔头插座连接[参见图 14.70(d)和(e)]。

对于永久性的连接线，如 PCB 板与外壳或底盘的连接，可使用各种连接器。PCB 板常用连接器是 0.100 in 的针状(直或弯脚)插座，与之配套的是 0.156 in 的孔状插头。电流比较大的连接应使用 PCB 接线端子或带有焊接端(与导线连接)的外壳(底盘)接线端子。注意焊接接线端组件包括扁形接插件(针或孔)、弹簧接线件和圆形接插件，可满足各种规格导线的连接需求。

其他器件

电池座：AAA、AA、C、D、9 V 和纽扣电池。

散热器：TO-3、TO-92、TO-202、TO-218、TO-220、DIP 外壳安装形式和散热器组件。

支架：各种长度的铝制和铜制 4 ~ 40、6 ~ 32 支架。

螺钉螺母：螺钉(4 ~ 40，6 ~ 32)、六角螺母(4 ~ 40，6 ~ 32)、平垫片和弹簧垫片(4，6，8)。

橡皮脚：安装于壳体底部——阻止滑落和表面滑伤。

晶体管和 IC 插座：主要是 8 脚和 16 脚 DIP 插座。

设备旋钮：旋钮的内径应在 1/8 in 和 1/4 in 之间，旋钮上应有用于固定的螺钉，如电位器上的旋钮。

底板：塑料的或铝制的，用于安装 PCB 板。

铁皮：出售的商品尺寸通常很大，4 × 8 英尺或者更大，用于制作金属机壳。

绕线设备：如果要制作线圈或绕组，需准备绕线设备及其相应的接线端子、IC 插座等。

化工产品

下列几种产品可储备：

环氧树脂：两种环氧树脂混合在一起，用于黏接各种材料。它是一种具有一定强度的黏结剂。

硅胶：它适合于黏合元件，例如将莫莱克斯连接器黏合到电路板上。硅胶能够承受很高的温度，所以黏合位置也可以进行焊接。另外，硅胶凝固后具有弹性，因此黏接的元件拆卸也很方便。

脱氧剂和清除剂：例如 DeoxIT，主要用于金属电气连接器，如开关、继电器触点、香蕉插头和音频插头的除氧、清洁和防腐蚀。

去焊剂：用于电路板上焊剂的清除，防止短路桥的形成。

抗氧化混合物：比如 Nolox，用于电气连接不受潮湿的侵蚀。例如，如果将低压线用于照明或户外其他设备时，有必要使用线鼻，在将线与线鼻连接前，应在线的连接处涂少量的化合物。

导体书写和电路覆盖笔：导电墨水(主要成分是银)笔，例如由 CAIG 公司生产的 CricuitWriter，可方便地用于被腐蚀或被损坏电路的修复——用笔重画被毁坏的电路痕迹。碳墨水笔可用于给开关触点和表面的涂层。另外，还有一种丙烯墨水笔可用于为没有保护层电路和新画电路提供氧化保护层。

电路冷却器：它是用来迅速冷却元件的，用于间歇性故障的电容器、电阻器、半导体器件和其他有缺陷的元件的排查与维修。同时它也可用于检查冷焊点、PCB 板上的裂缝和被氧化的连接点。

制作电路板的化学试剂：PCB 工具包已给出了必要的化学试剂，但其他化学试剂，如抗蚀剂、胶带、抗蚀笔、油漆、刻蚀剂等，也会经常用到。

14.5.20　电子元器件目录

从类似于 Digi-Key, Jameco 和 Mouser Electronics 等公司订购一些产品目录，以备查用。下面列出一些知名企业的产品类型、网址和电话。

公　司	产品目录	网　站	电　话
All Electronics	电子、机械及其代理	www.allcorp.com	1-800-826-5432
Allied Electronics	电子	www.alliedelec.com	1-800-433-5700
Alltronics	电子及其代理等	www.alltronics.com	1-408-847-0033
B.G.Micro	电子及其代理、成套	www.bgmicro.com	1-800-276-2206
Debco Electronics	电子、成套等	www.debcoeletronics.com	1-800-423-4499
Digi-Key	电子	www.digikey.com	1-800-344-4539
Electronic Goldmine	电子	www.goldmine-elec.com	1-800-445-0697
Electronix Express	电子	www.elexp.com	1-800-972-2225
Gateway Electronics	电子、成套及配件	www.gatewayelex.com	1-800-669-5810
Halted Specialties	电子及配件等	www.halted.com	1-408-732-1573
Jameco Electronics	电子	www.jameco.com	1-800-831-4242
JDR Microdevices	电子及配件等	www.jdr.com	1-800-538-5000
Martin P.Jones	电子及其代理	www.mpja.com	1-800-652-6733
MECI	电子及其代理	www.meci.com	1-800-344-4465
Mouser Electronics	电子	www.mouser.com	1-800-346-6873
Newark Electronics	电子	www.newark.com	1-800-463-9275
NTE Electronics	电子	www.nteinc.com	1-973-748-5089
RadioShack	电子	www.radioshack.com	1-817-415-3200
Web-tronics	电子及其设备	www.web-tronics.com	1-800-528-1417

14.5.21　推荐的电子元器件

如果对电子技术兴趣很浓，实验室应有一定数量电子元器件的储备，当实验和课题研究时，伸手可用。图 14.72 给出了常备电子元件列表。当将电阻、电容、晶体管、二极管、数字 IC 和其他器件放在一起采购时，可享受成套批发价以减少开支。Jameco、Digi-Key 和 Mouser Electronics 都出售各类成套器件。

电子元器件的另一来源是废弃的传统产品，如微波炉、立体声系统、激光打印机和烤箱。把它们拆开，可意外获得某些元器件——高压变压器、电机、步进电机、激光二极管、减速器、开关、定时器、电容、接插件等。将它们收集起来，以备再用。

14.5.22　计算机辅助设计

CAD 是学习电路理论、分析电路结构、设计复杂电路的重要工具。客观地讲，如果没有 CAD，电路的设计就很难完成。CAD 软件的主要功能包括电路原理图编辑、电路仿真、PCB 板制作、自动布线和逼真的三维建模（参见图 14.73）。读者可以通过网络了解到很多这方面知识，因为大多数软件公司都期望人们了解他们的软件。下面几个软件值得关注（参见表 14.2）。

电　阻

碳膜:1Ω~1MΩ,1/8,1/4,1/2 watt, ±5%
金属膜:1Ω~1MΩ,1/8,1/4,1/2 watt, ±1%
金属氧化:1Ω~1MΩ,1/2 watt, ±5%
功率电阻:0.1Ω~50kΩ,10~100 watt, ±5%

电阻值序列的前两位:
10 11 12 13 15 16 18 20 22 24 27 30 33
36 39 43 47 51 56 62 68 75 82 91 100

1/2 W 单圈电位器
500Ω,1K,2K,5K,10K,20K,50K,100K,500K,1M
3/4 W 多圈电位器
500Ω,1K,2K,5K,10K,20K,50K,100K,500K,1M
1/2 W 单圈、多圈金属陶瓷电位器
100Ω,500Ω,1K,2K,5K,10K,20K,50K,100K
厚膜电阻网络:2%,SIP/DIP
数字电位器:e.g. DS1804~100

电　容

瓷片电容:(10pF~0.47μF)
10pF, 22pF, 47pF, 100pF, 470pF, 0.001pF, 0.01pF, 0.022pF,0.1pF,0.47pF (50V±20%)
电解电容:(0.1μF~4700μF)
0.1μF(50V),1μF(50V),1μF(100V),2.2μF(50V),3.3μF(50V),4.7μF(50V),10μF(50V),100μF(50V),220μF(25V),470μF(25V),1000μF(25V),2200μF(25V),3300μF(25V),4700μF(35V)
钽电容:(0.1μF~1000μF, ±10%)
0.1μF(35V),0.22μF(35V),0.47μF(35V),1μF(25V),1μF(35V),2.2μF(16V),3.3μF(35V),4.7μF(35V),6.8μF(35V),10μF(16V),10μF(35V),15μF(25V),22μF(16V),33μF(25V),47μF(25V)
聚酯电容:(100V±20%)
0.001μF,0.004μF,0.01μF,0.022μF,0.033μF,0.047μF,0.1μF,0.22μF,0.47μF,1μF
聚酯/聚丙烯电容:0.01μF~10μF, ±10%
0.01μF,0.022μF,0.033μF,0.047μF,0.068μF,0.1μF,0.22μF,0.47μF,1μF,2.2μF,4.7μF,10pF.
金属化聚酯电容:(1000pF~0.47μF, ±10%)
1000pF,0.01μF,0.1μF,0.22μF,0.33μF,0.47μF,1.0μF(63V),4700pF,0.1μF,0.47μF(100V),0.1μF(250V),0.047μF,0.1μF(400V)
云母电容:(1pF~2000pF, ±5%)
1,2,3(300V),5,10,22,33,39,47,56,100,220,270,330,390,470,560,680,820,1000,1200,1500,2000(500V)
微调瓷介电容:1~3pF,3~10pF,5~20pF,10~50pF,20~70pF(200V)

音响设备

扬声器:4Ω,8Ω,70~20kHz, ferrite and piezo
压电蜂鸣器:1.5~28VDC,120VAC
麦克风:驻极式拾音头。

扼流圈、电感、铁氧体

射频扼流圈:0.22,0.48,1.0,2.2,3.3,4.7,10,15,22,33,47,68,100,220,330,470,680,1000
模制电感:43(broadband),61(high freq.),73(low freq.)
模制电感:0.10,0.22,0.33,0.47,1.0,2.2,3.3,4.7,5.6,8.2,10,12,15,22,33,39,47,56,100,220,330,470,1000,2200,3300,4700,5600,6800
小电流扼流圈:0.33μH~1000μH
中电流扼流圈:330μH~33000μH
大电流扼流圈:0.7μH~10μH
可调线圈:屏蔽与非屏蔽

晶　振

1.8432,2.0,2.4576,3.2768,3.579545,3.6864,4.0,4.194304, 4.43361, 4.9152, 5.0, 5.0688, 6.0, 6.5536, 8.0, 10.0, 11.0592, 12.0, 16.0, 18.0, 18.432,20.0,24.0MHz

瞬态抑制器

金属氧化压敏电阻:AC 和 DC,各种电压等级
TVS(瞬态抑制二极管):单向和双向、各种电压等级

保险丝及其支架

快速熔断和慢速熔断
250 V,63mA,1/16,1/8,3/10,1/4,3/8,1/2,3/4,1-1/4,1-1/2,2,2-1/2,3,5,6,8,10,15,20A
支架:面板安装型、线型和夹子型

开　关

类型:触摸型、按钮型、旋转型、乒乓开关、DIP 封装型、滑动型、投掷型、二进制型、十六进制型、指轮型
结构:SPST, SPST-NC, SPST-NO, SPDT, DPDT, DP3T, 4PDT,4P3T,6PDT,(4,5,6,8,10,12-旋转位置)

继　电　器

小功率(5A,8A,12A)
12VDC,24VDC,120VAC,SPDT,DPDT,3PDT
小信号继电器(3A)
5VDC,12VDC,24VDC:DPDT,4PDT
DC/AC 和 DC/DC 固态继电器
SIP/DIP 继电器:5V,6V,12V

机械器件

DC 电机:1.3V,3V,5V,6V,12V,24V;十字连轴器、齿轮等
螺线管:12VDC,24VDC
DC 无电刷风扇:5VDC,12VDC,115VAC
步进电机:5,12,24V　单极、双极
RC 伺服系统:4.8~6V,30~200 盎斯-英寸

二极管、稳压二极管、整流桥

二极管/整流管:

1N270	Ge,50 PRV,220mA
1N67A	Ge,100 PRV,4mA
1N914	Switch,75 PRV,10mA
1N3600	Switch,50 PRV,200mA
1N4001	Rectifier,50 PRV,1A
1N4004	Rectifier,400 PRV,1A
1N4007	Rectifier,1000 PRV,1A
1N4148	Switch,100 PRV,25mA
1N5404	Rectifier,400 PRV,3A
1B5408	Rectifier,1000 PRV,3A
1B5819	Schottky,40 PRV,1A

稳压二极管(1-W):

1N4730A 3.9V	1N4739A 9.1V	1N4746A 18V
1N4733A 5.1V	1N4742A 12V	1N4747A 20V
1N4735A 6.2V	1N4744A 15V	1N4749A 24V

整流桥:200-600 PRV,1-36A:DF04M,WO4G,5BF04M,BR82D,etc.

发光二极管

红外线:940,935,880,850,800nm
颜色:红、橙、黄、绿色等
其他:高亮度、白、闪烁和三色
形状:T1、T13/4 和方形等
安装附件:平面安装管座、LITEPIPE*等

三极管

小信号普通三极管

3N2219A	NPN,hFE 100@150mA,TO-39
2N2222A	NPN,hFE 100@150mA,TO-92
2N2369A	NPN,0.2A,40-120 hFE,TO-92
2N2907A	PNP,hFE 100@150mA,TO-92
2N3904	NPN,hFE 100@10mA,TO-92
2N3906	PNP,hFE 100@10mA,TO-92

功率三极管

TIP31C	NPN,100V,3A,TP-220
TIP32C	PNP,100V,3A,TO-220
TIP41C	NPN,100V,6A,TO-220
TIP42C	PNP,100V,6A,TO-220
TIP48	NPN,300V,3A,TO-220
TIP120	NPN,60V,5A,TO-220
TIP121	NPN,80V,5A,TO-220
TIP122	NPN,100V,5A,TO-220
TIP125	PNP,60V,5A,TO-220
TIP132	NPN,100V,8A,TO-220
TIP140	NPN,60V,10A,TO-220
TIP145	PNP,60V,10A,TO-220
MJE2955T	PNP,60V,10A,TO-220
MJE3055T	NPN,60V,10A,TO-220

N 沟道场效应管

IRF840	500VDC,8A,TO-220
IRF511	200PRV,4A,TO-126
IRF9520	200PRV,10A,TO-220

三端双向可控硅

2N6071A	200 PRV,4A,TO-126
SC146B	200 PRV,10A,TO-220

显示器

LCD 模块:20×1,16×2,16×4,20×4
LCD 数字面板表:3.5 和 4.5digit
LED 数码管:7 段、点矩阵

图 14.72　常备电子元件列表

稳压电路

正稳压器：

型号	说明
78L05	5V,0.1A,TO-92 封装
7805T	5V,1.0A,TO-220 封装
7808T	8V,1.0A,TO-220 封装
78L09	9V,0.1A,TO-92 封装
78L12	12V,0.1A,TO-92 封装
7812T	12V,1.0A,TO-220 封装
7815T	15V,1.0A,TO-220 封装
78L24	24V,0.1A,TO-92 封装

负稳压器：

型号	说明
7905T	-5V,10A,TO-220 封装
7912T	-12V,1.0A,TO-220 封装
7915T	-15V,1.0A,TO-220 封装

可调稳压器：

型号	说明
LM317T	1.2-3.7V,1.5A,TO-220 封装
LM317L2	1.2-37V,100mA,TO-92 封装
LM317HVT	1.2-57V,1.5A,TO-220 封装
LM337T	-1.2-37V,1.5A,TO-220 封装

运放和音频运放

型号	说明
TL082CP	FFET 输入运放
TL084CP	FFET 输入运放
LM301	精密运放
LM308	精密运放
LM324N	小功率四运放
LM351N	BIFET 运放
LM356N	FFET 输入、宽带运放
LM358N	小功率双运放
LM380N	2W 音频功率运放
LM383N	9W 音频功率运放
LM384N	5W 音频运放
LM386N-1	低电压、音频运放
LM386N-3	低电压、音频运放
LF411CN	低漂移、JFET 输入运放
LF412CN	双 LM411 运放
LM741CN	普通运放
LM747CN	双 LM741 运放
LM1458	双普通运放
LM5532	双低噪声运放

电压比较器

型号	说明
LM311N	电压比较器
LM339N	小功率、低电压四比较器
LM393N	小功率、低电压双比较器

线性 IC

型号	说明
LMV555CN	时基电路
XRL555	微功率 555 电路
LM556N	双 555 电路
NE558N	四 555 电路
LM564N	高频、锁相环
LM565N	锁相环
LM3909	LED 闪烁振荡器
LM567V	音调解码器
LM566	压控振荡器
LM334Z	可调电流源
LM34CZ	温度传感器
LM35DT	温度传感器
LM334Z	可调电流源
ULN2003A	高电压/电流、达林顿晶体管阵列
ULN2083A	高电压/电流、达林顿晶体管阵列

74x00 系列逻辑电路

x = 逻辑序列（如,LS、HC、HCT 等）

型号	说明
74x00	4-2 输入与非门
74x02	4-2 输入或非门
74x04	反相器
74x08	4-2 输入与门
74x10	3-3 输入与非门
74x11	3-3 输入与门
74x14	反相施密特触发器
74x16	反相缓冲器
74x20	双-4 输入与非门
74x30	8 输入与非门
74x32	4-2 输入或门
74x38	4-2 输入与非缓冲器
74x47	7 段译码器
74x70	JK 下降沿触发器
74x74	双 D 触发器
74x85	4 位数字比较器
74x95	4 位移位计数器
74x107	双带复位的 JK 触发器
74x123	单稳态多谐振荡器
74x132	4-2 输入与非施密特触发器
74x138	3-8 译码器
74x151	八选一模拟开关
74x153	双 4 选一模拟开关
74x154	4-16 译码器
74x157	4-2 选 1 数据选择器
74x164	8 位寄存器
74x174	带复位六 D 触发器
74x193	可预置四位二进制双时钟可逆计数器
4x240	8 反相三态缓冲器/线驱动器
74x244	三态逻辑门
74x245	三态总线
74x273	带公共时钟复位八 D 触发器
74x279	RS 锁存器
74x373	三态同相八 D 锁存器
74x374	三态反相八 D 锁存器

4000 CMOS 逻辑电路

型号	说明
4001	4-2 输入或非门
4011	4-2 输入与非门
4013	双-D 触发器(带置位)
4015	双-4 位串入并出移位寄存器
4016	四联双向开关
4017	十进制计数器
4020	14 级二进制计数/分频器
4023	3-3 输入与非门
4024	7 级二进制计数/分频器
4027	双-JK 触发器
4040	12 级二进制计数/分频器
4046	微功率锁相环
4049	6 反相缓冲/转换器
4050	6 同相缓冲/转换器
4051	8 选一模拟开关
4066	4 双向模拟开关
4069	6 反相器
4070	4 异或门
4071	4-2 输入端或门
4081	4-2 输入与门
4093	4-2 输入与非施密特触发器
4511	BCD 锁存/7 段译码器
4538	双通道单稳态振荡器
4543	BCD 锁存/7 段译码器
4584	6 施密特触发器

微控制器

基本类型(Parallax)：SB2, SB2e, SB2sx, SB2p

PLC 类型(微芯片)：PIC12Cxx, PIC12Fxx, PIC16Cxx, PIC16Fxx, PIC18xx, PIC18Fxx

其他：OOPPIC, Intel 8051, Motorola 68HC11

A/D & D/A 转换器

型号	说明
ADC0809CCN	8 位、8 通道 A/D 转换器
ADC0831CCN	8 位、单通道差分输入 A/D 转换器
DAC0808CN	8 位 D/A 转换器

光电器件

IR LED:950,940,900,880,860nm

NPN 光电三极管:910,900,860,800nm

光电二极管:960,950,850,850nm

光电开关:various output (photo transistor, triac, FET) and # of channels

光电池:多种尺寸、多种功率输出

光敏电阻(器):多种光谱和电阻范围

发光管:多种类型(白炽灯、卤素灯、氖灯、氙灯等)和连接方式(T-1、双脚和螺纹等)

传感器

型号	说明
LM34CZ	温度传感器
LM35DT	温度传感器
UGN3142	半应变桥传感器(快速、微系统)
HIH3605A	湿度传感器(Honeywell)
MPX2202D	相位传感器
ADXL150	1 轴加速度传感器(相似器件)
ADXL250	2 轴加速度传感器(相似器件)
GP1S36	倾斜传感器
ADXL250	数字磁传感器

导线/连接器/其他

导线与电缆:16、18、20、22、24AWG 单芯线;28AWG 扁状电缆;cat5 网络电缆;24AWG 双绞电缆;NM-B(室内)、UF-B(室外)高压电缆;

热缩管:3/32"～1" 个种颜色

散热器：TO-3、TO-92、TO-202、TO-218、TO-220、DIP 外壳安装形式和其他散热器组件;

安装附件:蓄电池座(AAA、AA、C、D 和 9V);晶体管和 IC 插座;PCB 铝支架(柱);线扎、金属螺钉、螺母;尼龙垫片、橡皮脚、塑料盒、铝盒等。

AC 连接器：进口(针)。出口(控)

AC &AC /DC 隔离变换器：3 - 24V

DC 插座/插销：2.1mm,2.5mm,3.5mm

.100 的针状(直或弯脚)和 .156 控状插头、端子排、焊接端子:圆环状的、平叉状的;连接器:14-24 AWG

线鼻:10-18,14-22,16-24AWG,etc

对接接头:10-12,14-16,18-24AWG

图 14.72(续) 常备电子元件列表

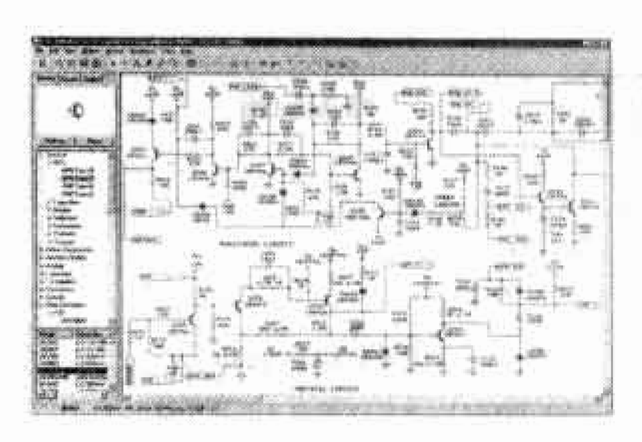
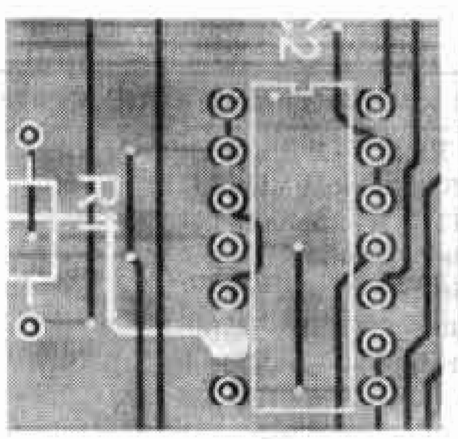
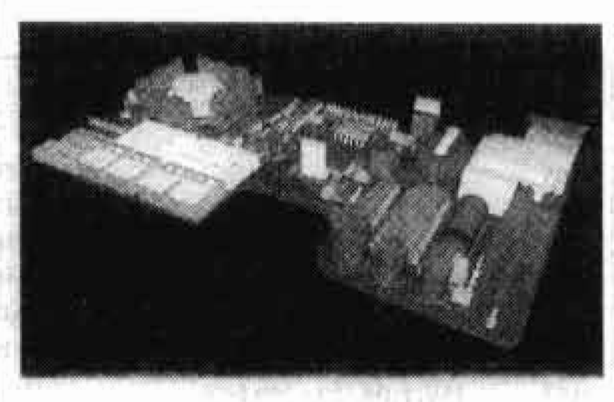




图 14.73 电路原理图、PCB 图和三维元件立体图图片

表 14.2 几种常用的计算机辅助设计软件

CircuitMaker www.circuitmaker.com (免费示例)	CircuitMaker 2000 的功能是电路原理图的设计、编辑和仿真软件。同时还提供一个探头工具包,可用来检测电路中任意节点的输出波形。程序能够将电路原理图中元件及其连接关系等信息自动地转换到 CircuitMaker 2000 的 PCB 编辑器中,为布线做好准备。真正意义上的仿真器可以同时看到电路的输出结果,包括模拟量和数字量。它拥有一个巨大的元件库、一个普通符号编辑器,以及一个 SPICE 2 和 SPICE 3 模式入口。虚拟仪器:示波器、万用表、伯德图绘图仪、波形记录器、数据序列发生器、信号发生器、逻辑分析仪和逻辑脉冲发生器。PCB:当设计完并测试好电路后,只需简单按一下按钮,CircuitMaker 2000 就会自动产生一个 PCB 配置信息。打开 PCB 编辑器,定义电路板外形尺寸后,它就会加载配置信息并在电路板区域内布置元器件。自动布线系统支持 8 个电气层(6 个信号层、1 个电源层和 1 个地线层)、丝网印刷层、焊锡和阻焊层。支持通孔焊接元件和贴片封装元件。CircuitMaker 2000 有一个元件封装库,专门用于 PCB 的设计
ExpressPCB www.expresspcb.com	这仅仅是一个 PCB 布线程序,该制造商希望读者使用他们的产品,所以提供免费的布线程序。不过它只限于两层板的布线,仅限于通孔焊接元件
MultiSim V6 Electronics Workbench www.electronicsworkbench.com	MultiSim V6 自带一个电路图编辑器、一个拥有 16 000 多个元件的封装库,还可提供元件编辑、SPICE 网络列表和 PCB 封装库。仿真可用 SPICE、VHDL 和 Verilog 软件。MultiSim V6 提供自动布线、导线移动、PCB 板输出和其他 PCB 程序。它的升级版本可用于 100 MHz 以上 RF 电路的设计。可提供的虚拟仪器有:示波器、函数发生器、万用表、伯德图绘图仪、逻辑分析仪、光谱分析仪、失真度分析仪、功率表和温度计等
UltiBoard PCB Layout(extra) Ultimate Technology & E.W. www.ultiboard.com	Ultiboard(PCB 制版):可以设计 2 m×2 m 以内的任何形状的电路板。该软件可提供:标准封装库 64 个信号层、64 个机械层、2 层焊接和标注、2 层丝网、打孔图和使用指南、装配信息、违规检查、接插件放置、元件封装库和 PCB 元件库,等等。安装机械 CAD 功能后,也可同时设计附属于 PCB 的前面板、外壳等,以确保相互定位、装配准确。该软件还提供 3-D 绘图软件,可为设计者呈现电路板的三维视图
TINAPro 6 Designware inc www.tina.com	是一款学生可负担且功能足够的 PCB 制版软件。可提供图解编辑器、强大的器件库(20 000 多)、参数提取、模拟仿真、数字仿真和模数混合仿真、频谱分析、傅里叶分析、噪声分析、网络分析、容差分析,等等。还可提供虚拟仪器:示波器、函数发生器、万用表、信号分析/伯德图绘图仪和 XY 记录仪。EDS3(TINA 的 PCB 自动工具):提供为 TINA 专门开发的自动布线软件。该软件可根据原理图或网络表自动生成 PCB 引脚连接,也可根据要求重新布置或调整。EDS 3 使用基于原始设计的检查,以确保电路连接正确

14.5.23 自制工作台

对于电子工作者来说,一个具有足够大工作台面、五层结构、金属骨(支)架和安装电源插座、开关、照明灯背板的工作台是十分必要的。图 14.74 是制作工作台的设计图。整个设计是基于 Do + Able Products 公司生产的 07200 型支架而完成。支架的成本仅为 89.95 美元,而整个设计的最终成本大约为 400 美元,外加几天的辛勤工作。所有材料可从 Home Depot 公司购买 ,该公司可免费提供木材切割服务。

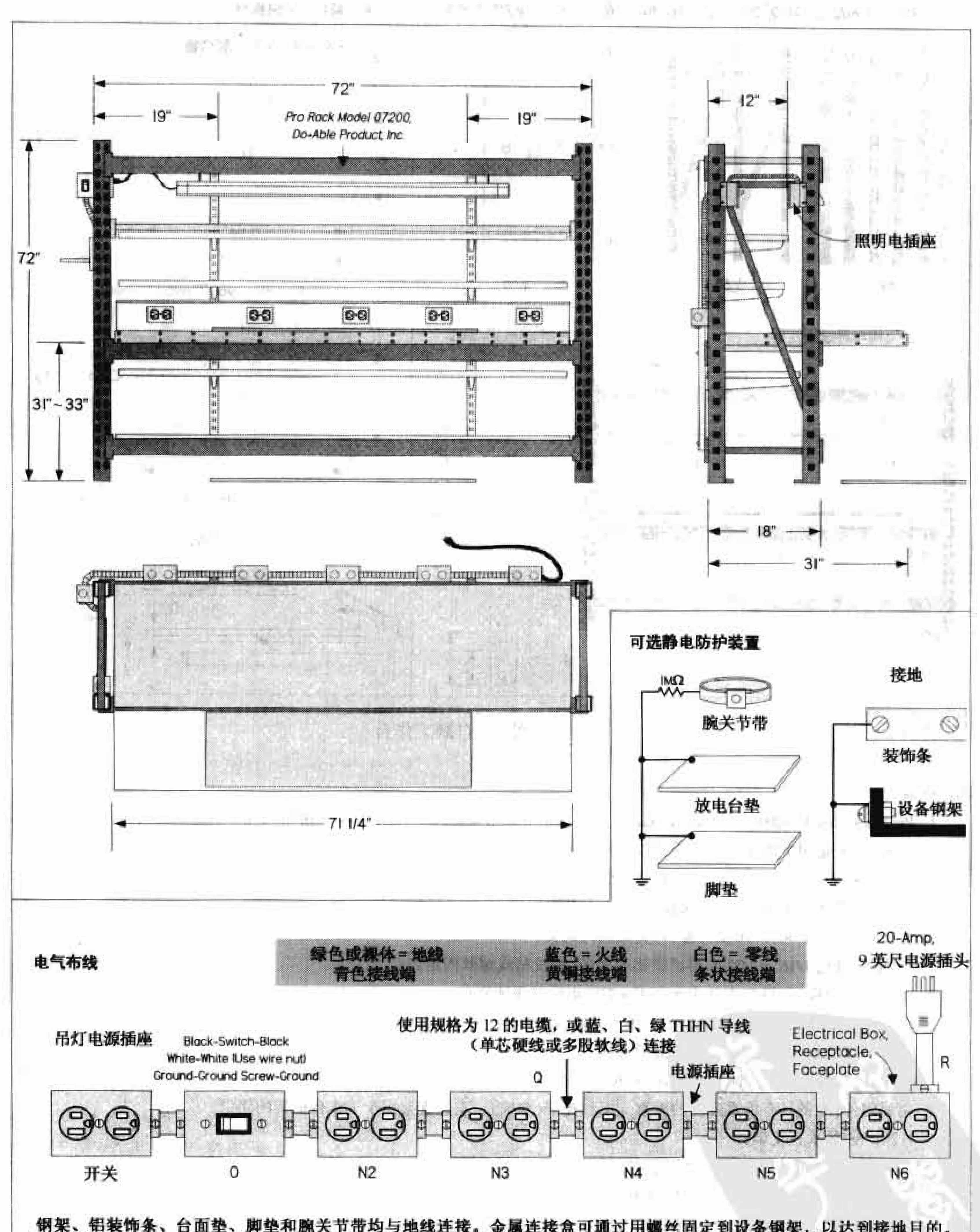

72"
19"
Pro Rack Model 07200,
Do-Able Product, Inc.
19"
72"
31"~33"
12"
照明电插座
18"
31"
71 1/4"
可选静电防护装置
1MΩ
腕关节带
放电台垫
脚垫
接地
装饰条
设备钢架
电气布线
绿色或裸体 = 地线
青色接线端
蓝色 = 火线
黄铜接线端
白色 = 零线
条状接线端
20-Amp,
9 英尺电源插头
使用规格为 12 的电缆，或蓝、白、绿 THHN 导线
（单芯硬线或多股软线）连接
吊灯电源插座
Black-Switch-Black
White-White (Use wire nut)
Ground-Ground Screw-Ground
Electrical Box,
Receptacle,
Faceplate
Q
电源插座
R
开关
0
N2
N3
N4
N5
N6
钢架、铝装饰条、台面垫、脚垫和腕关节带均与地线连接。金属连接盒可通过用螺丝固定到设备钢架，以达到接地目的。或者单独用一根导线地线。接地时，应清除连接点的涂料层，以确保可靠连接；不能将台垫、脚垫、钢架等级联接地，而应采用“单点”接地。接地回路完成后可用欧姆表检测所有的接地点

图 14.74　自制工作台

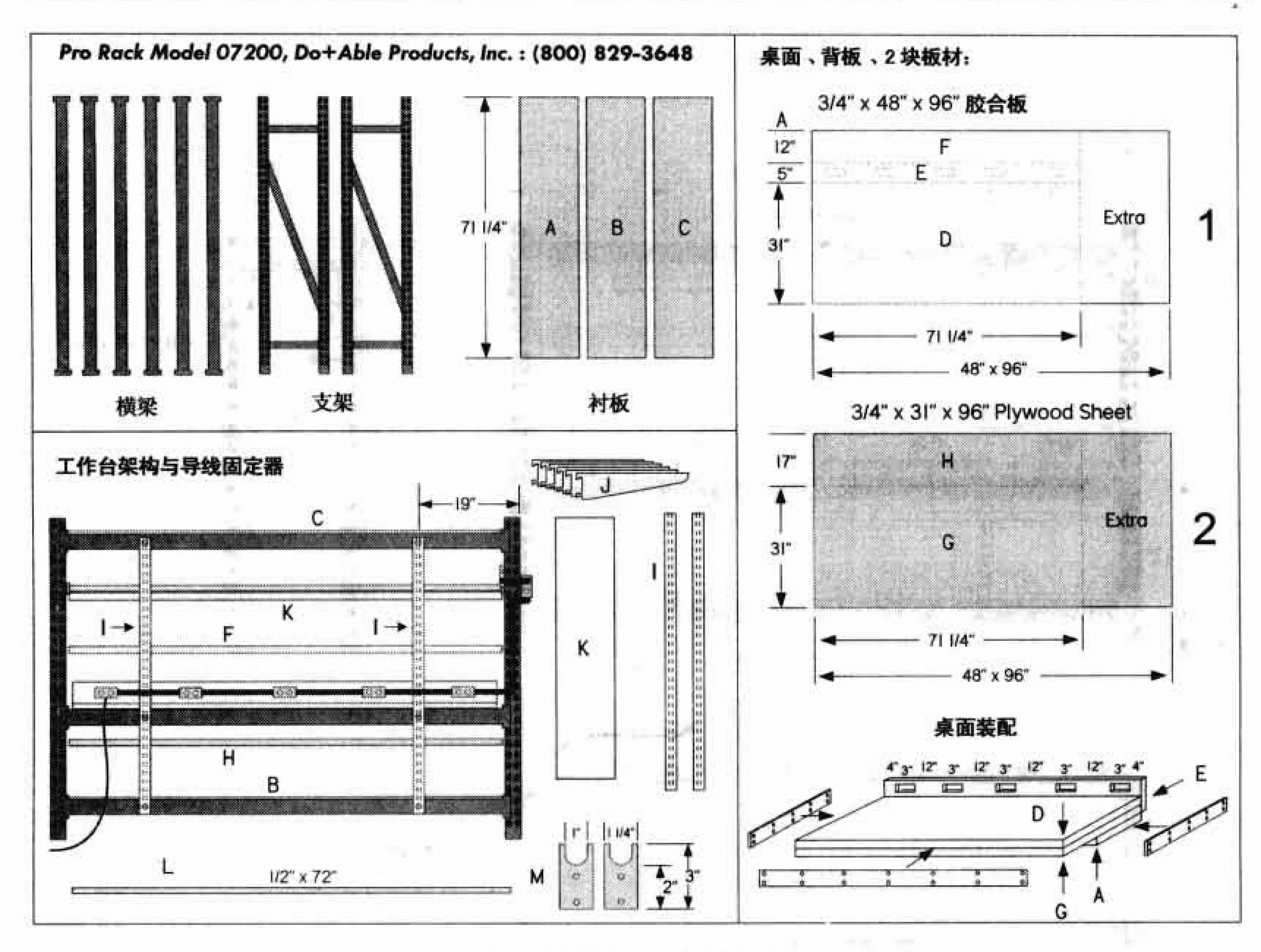


图 14.74(续) 自制工作台

部件列表:

1. Pro Rack Model 07200, Do + Able Products, Inc: 包括金属横梁、支架和 3 块 3/4″×16″×71 1/4″木质衬板 A、B、C。
2. 台面:台面是用 1″的螺丝固定的多层结构,如图 14.74 所示。
   G:3/4″×71 1/4″×31″ 胶合板,由板 2 上截取;
   D:3/4″×71 1/4″×31″ 白色金属板,由板 1 上截取;
   A:3/4″×71 1/4″×31″ 木质衬板,和支架同时购买;
   装饰条:可选 1/16″×1/2″ 塑料或镀铝装饰条,用胶粘或螺丝固定。
3. 电源插座背板:在板 E 中开出 5 个 3″×2″的矩形电源插座孔。
   E:3/4″×5″×71 1/4″ 白色金属板,由板 1 上截取;
   电源插座背板与台面有 2 1/2″的螺丝连接;
   使用铁皮、螺丝和金属附件将台面、背板固定或连接。
4. 金属附件:准备具有承重强度的垂直支架和托架(双槽)。垂直支架用于工作台框架的固定。
   I:2 个 68″的垂直支架;
   J:6 个 12″带有固定螺丝孔的承重托架;
   F:3/4″×12″×71 1/4″白色金属板,由板 1 上截取;
   H:3/4″×17″×71 1/4″胶合板,由板 2 上截取;
   K:3/4″×12″×71 1/4″白色金属板或 72″预制的白色搁架[板];
   L:1/2″×72″实心金属棒,用做导线盘的导轨,通常从 10 英尺长的棒料上截取;
   M:2 个 1/8″×1 1/4″×3″平的铝支架,如图 14.74(b)所示,由于支撑导线盘导轨。
5. 电器材料:不包括放电台垫和腕关节带。
   N:6 个 2″×3″双联电源插座;

O:1 个 2"×3"电源开关；

P:钢性或揉性的导线管、导线管及插座的固定螺丝和线鼻；

Q:12 号铠装连接电缆，或使用蓝、白、绿 THHN 电线；

R:9 英尺延伸电缆(20A)，剥掉护套层与电源插座连接，应使用线夹；

S:4 英尺长的工作灯，悬挂在工作台架前上方的横梁上。

6. 五金部件：1"和 2"木螺丝、一盒 3/16"×1"螺钉(垫片、螺帽)和少量 3/4"铁皮螺丝。
7. 工具：锯弓、电钻及 13/64"和 5/32"钻头、螺丝刀、锤子、卷尺、剥线钳、刀片和绝缘胶带。

附录 A　配电与家用配线

A.1　配电系统

图 A.1 所示为美国具有代表性的一种配电系统(加利福尼亚地区)。图示电压为正弦电压,用均方根值表示。你所在地区的配电系统与图示系统也许会有些差异,所以需要结合当地的实际情况,了解你所在地区的配电系统。

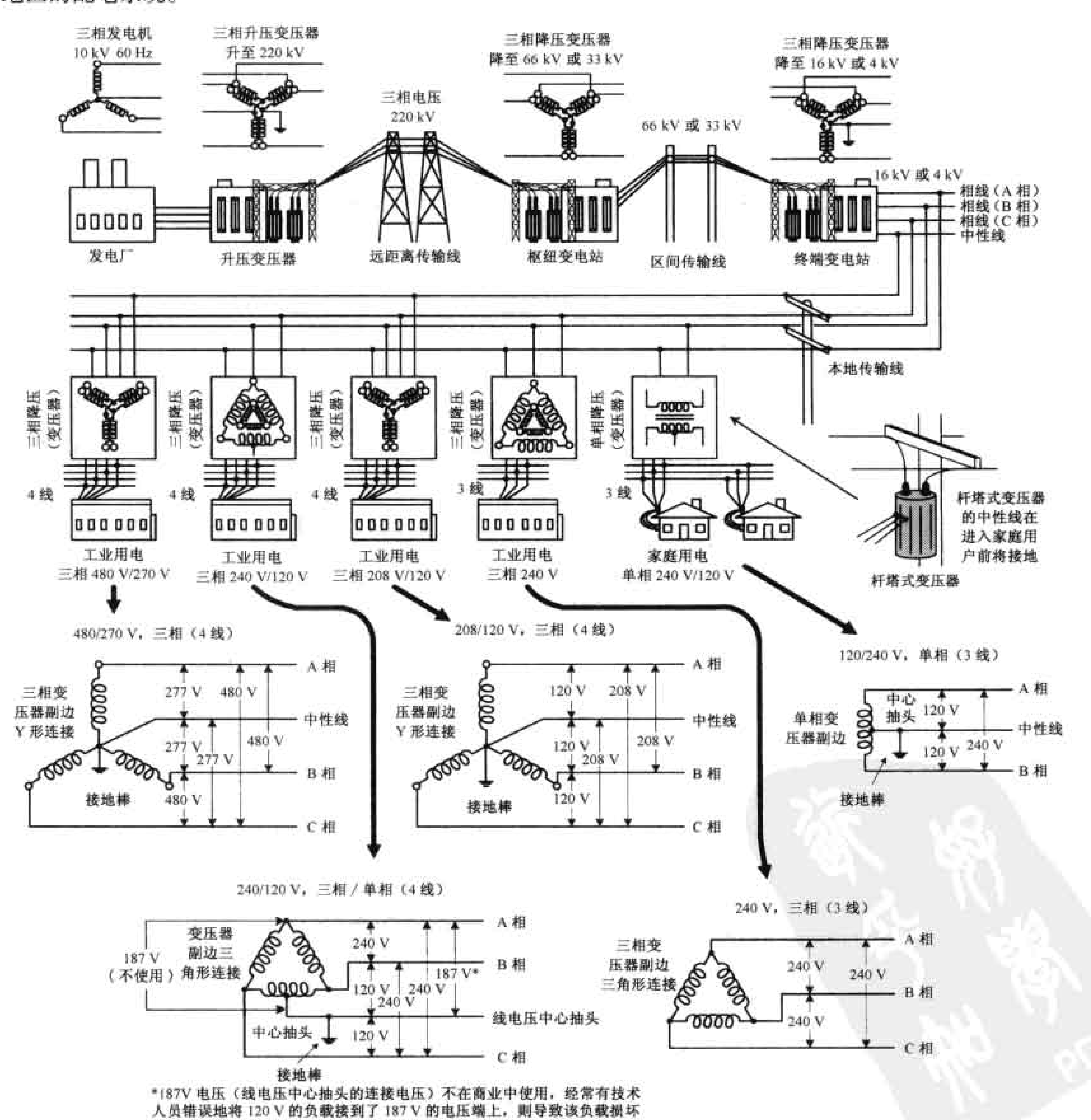


图 A.1　美国加州地区的配电系统

配电系统中,使用交流电代替直流电,是因为交流电便于通过变压器进行高低变换,同时,进行远距离传输时,使用高电压/小电流传输线路可获得更高的效率,降低电流值,可减少传输过程中的热能损耗($P = I^2R$,I 减小,则 P 降低)。电能到达变电站后,电压会被降低到一个安全的范围内,然后再送入各个家庭和商业机构。

工业中使用的是典型的三相电,它的三相之间的自然顺序对于执行间隔式任务的装置非常有用,例如三相电动机(用于研磨机,车床,熔焊器,空调和其他高功率设备中)在各相电压值上升和下降的过程中,通常保持近似同步的运转。另外,三相电供电中,任何时刻三相的电压值都会不相同。而在单相电供电时,只要某时刻两相电压值相等,就会发生暂时无电的情况,这也是为什么单相电子装置必须存储能量以便度过这些无电的时间,三相电中,装置在任意时刻总能得到至少一相提供的电能。

A.2 三相电简介

图 A.2(a)所示的简易发电机可用来产生单相电压,随着磁铁在机械力的作用下转动,两个线圈(180°间隔)内会感应出一个正弦电压。电压输出值习惯上用均方根值($V_{rms} = 1/\sqrt{2}V_0$)表示。

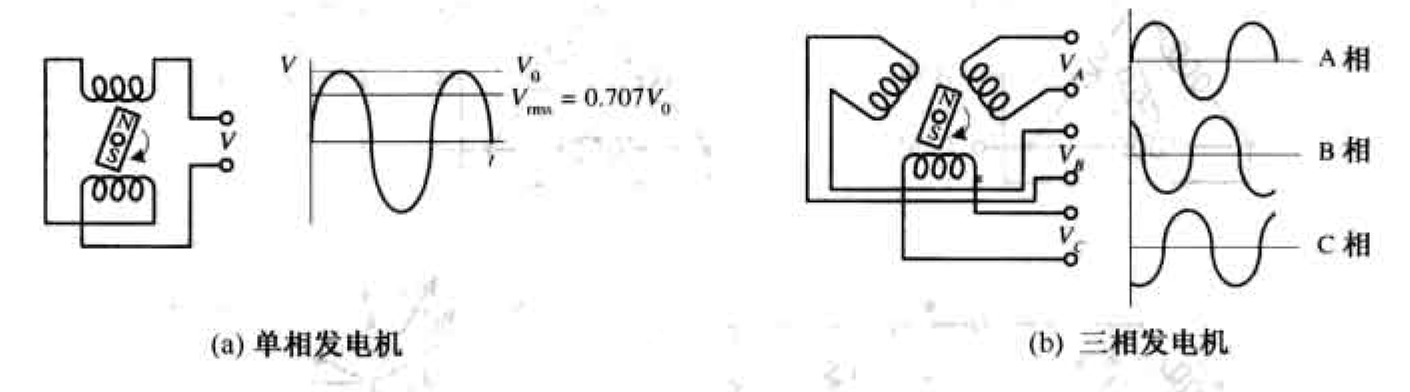


图 A.2 简易发电机的工作原理

在三相发电机[参见图 A.2(b)]中,三个独立的电压分别由三个不同的线圈产生,这三个线圈两两相互间隔 120°,磁铁旋转后,发电机的每一个线圈都产生感应电势,这三组电压在幅值上相等,相位两两相差 120°,使用这种发电机可以带动三组独立的、大小相等的负载,或者去驱动三相电动机。但是这种结构需要用到六根独立的导线,有两种连接方法可以减少导线的使用数量。第一种是“三角形连接”——使用三根线,第二种是将线圈的连接线引出改成“星形连接”,即使用 4 根线。下面将详细的介绍。

星形连接

星形(Y 形)结构是指将发电机三个线圈的一端连接在一起形成中性线(中线),三个线圈各自的另一个端子分别引出三根导线,被称为“相线”,中线和任意一条相线间的电压称为相电压 V_P;而任意两条相线间的电压称为总电压或线电压 V_L,线电压是相电压的矢量和。在一个星形负载电路中,每个负载上都加有串联的两相电压,这意味着必须通过相电压或相电流叠加计算,获得某个负载上的电流或电压。一种途径是画相量图,如图 A.3 所示,从实际角度出发,需要注意的是,线电压大约为相电压的$\sqrt{3}$倍,同时,线电压在相位上超前相电压 30°。当使用中线后,三相发电机的每一相都相当于一个独立的单相发电机。当三相负载相等时,中线上无电流(负载平衡)。

三角形连接

把发电机的三相线圈依次连接成一个回路就构成了三角形连接,如图 A.4 所示。三角形连接没有引出中线,所以相电压与线电压相等,再次指出,与星形连接相同,三个线电压彼此相差 120°的相位,但是,与星形连接不同的是,线电流(I_1, I_2, I_3)等于相电流(I_A, I_B, I_C)的矢量和,当三相加相同负载时,线电流幅值均相等,但是相位相差 120°,线电流滞后相电流 30°,线电流的幅值是相电流的$\sqrt{3}$倍。

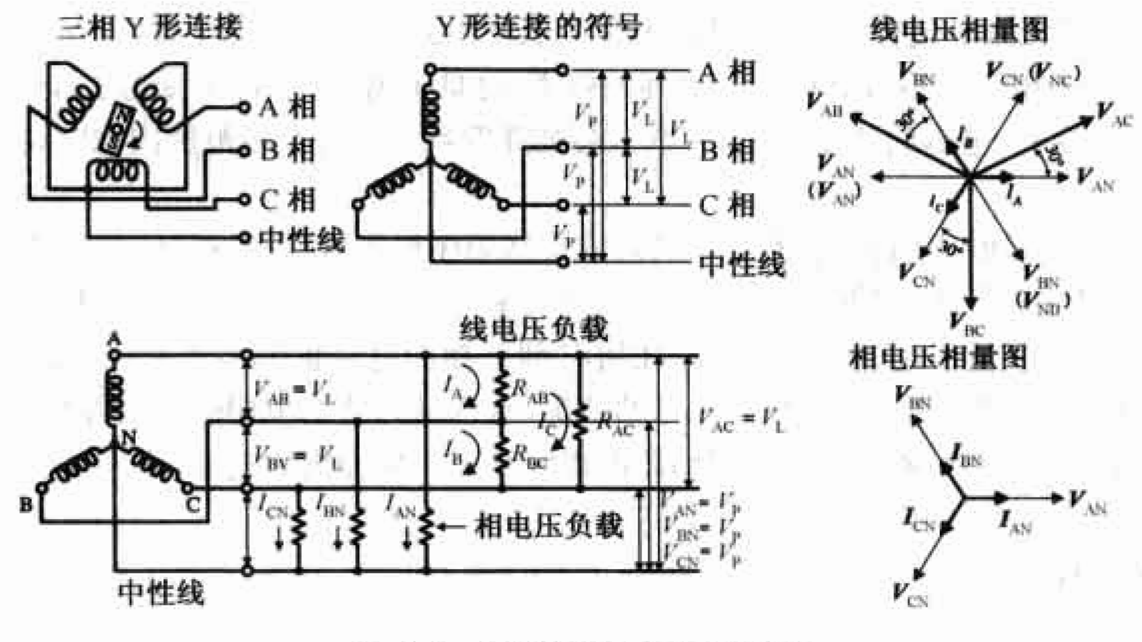


图 A.3　星形连接及其相量图

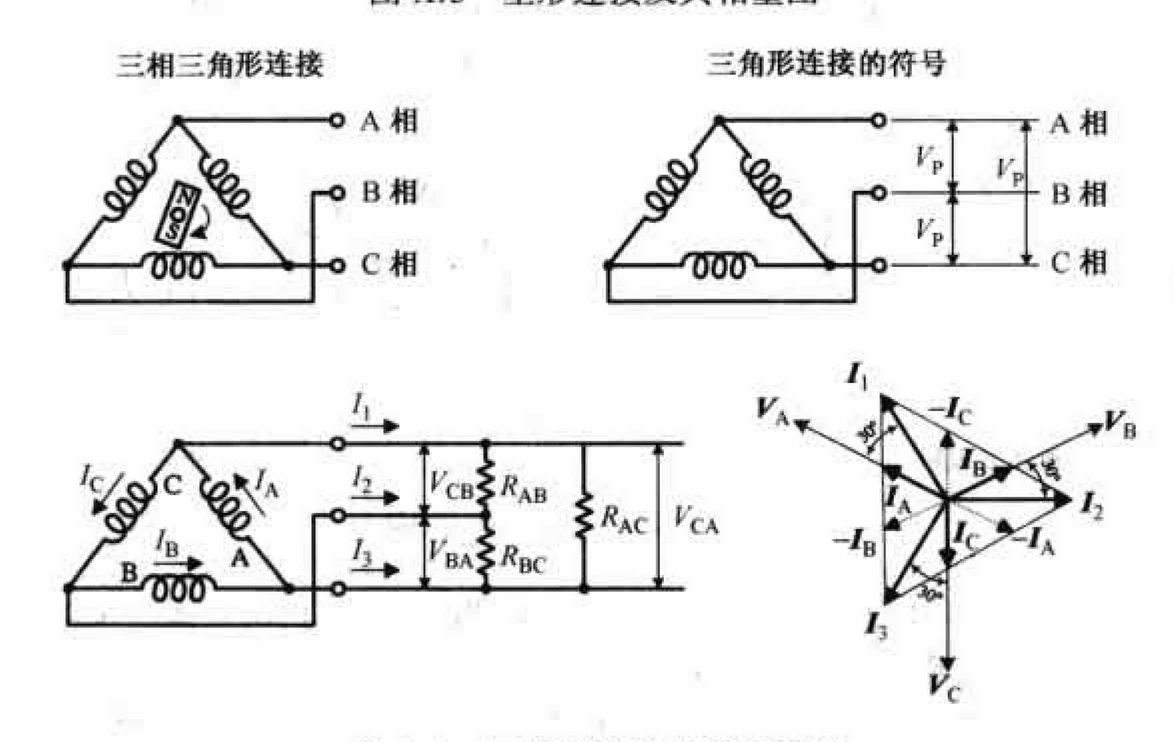


图 A.4　三角形连接及其相量图

A.3　家用配线

在美国,三条电线从杆塔式变压器(或"绿匣子"变压器)引出,到达各家用主配电盘,一根是 A 相线(黑色),一根是 B 相线(黑色),第三根是中性线(白色)(图 A.5 展示了这三根线在杆塔式/绿匣子变压器中的引出点)。A 相线和 B 相线之间的电压,或者称为"火 - 火"电压,为 240 V;中性线与 A 相线或 B 相线之间的电压,也就是"中 - 火"电压,是 120 V。

在房屋内,从杆塔式/绿匣子变压器引出的三条线与一个电度表相连接,通过它进入主配电盘,主配电盘通过一根插入到大地中的铜棒接地,也可以连接房屋地基中的金属架。进入主配电盘后,A 相线和 B 相线与一个主断路器相连接,中性线与中性汇流排相连接。在主配电盘中,还须配置一个接地汇流排,该汇流排与接地棒或地基的金属支架相连接。在主配电盘内,中性汇流排和地线汇流排是相互连接的(合并成一条线);但是,在副配电盘内(从主配电盘引入电能,被安置在距主配电盘较远的地方),中性汇流排和地线汇流排是相互分开的,副配电盘的接地汇流排从主配电盘获得地线,传送主配电盘和副配电盘间连接电线的金属管道,常被用做"地线",但是,在某些要求严格的应用中(例如电脑和生命支持系统),地线很可能被放入管道内,同样,如果主配电盘和副配电盘不在同一个建筑物内,典型的做法是使用一个新的接地棒将副配电盘接地。需要注意的是,美国不同的地区可能使用不同的配线协议,因此,上述内容也许与你所在地区的标准情形有所不同,请联系当地电力管理部门。

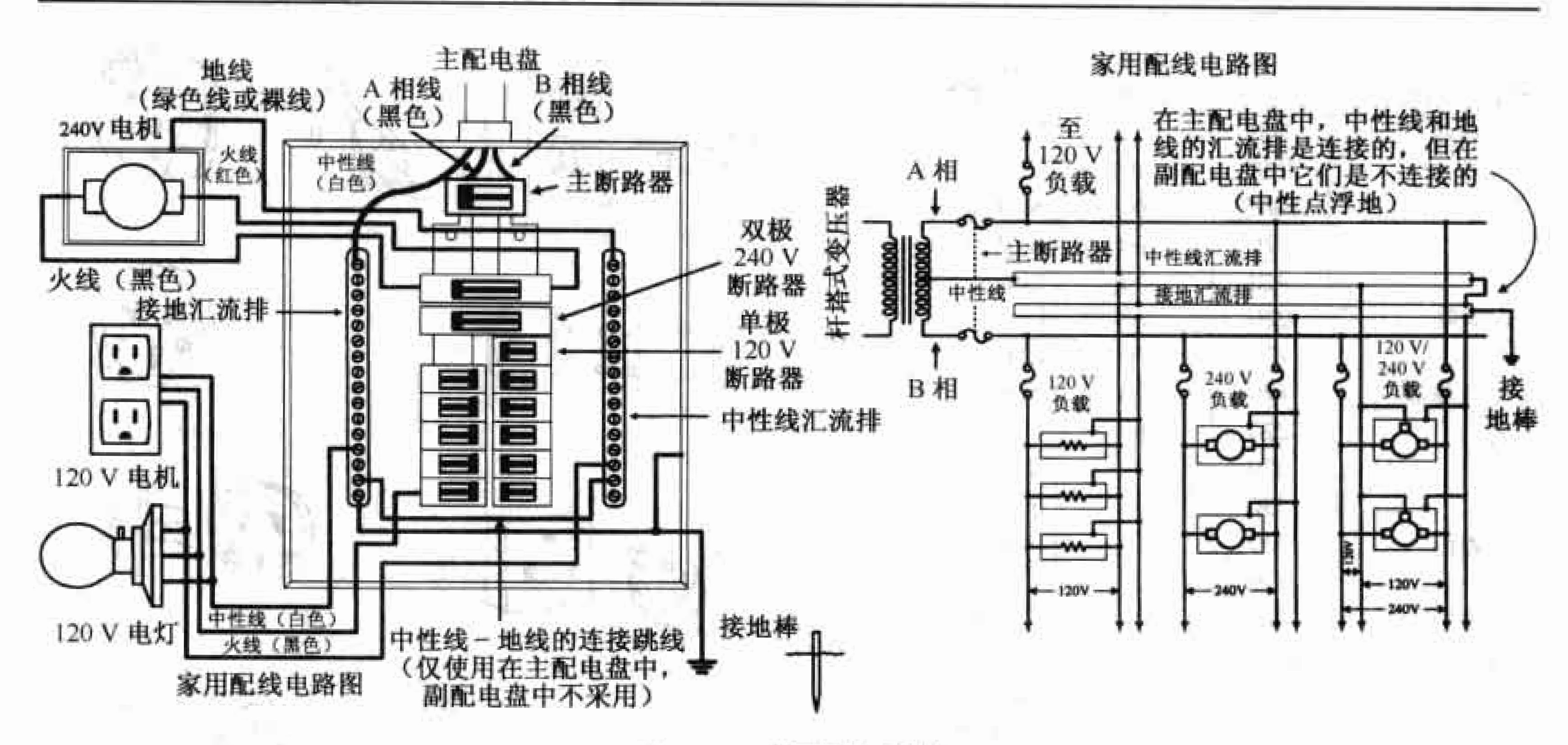


图 A.5 家用配电系统

在主配电盘内,典型的情况是有两条汇流排内插入了断路器组件,其中,一条汇流排连接 A 相线,另一条连接 B 相线。当给一组 120 V 的负载供电时(例如楼梯灯和 120 V 插座)。将主断路器拨到断开的位置,然后将一个单极断路器插入其中一条汇流排(可以任选 A 相汇流排或 B 相汇流排,但需要平衡总负载时,汇流排的选择则变得很关键——被选择的汇流排上会立即增加更多负载),接下来,使用一条三线电缆,电缆的黑(火)线连接断路器,电缆的白(中)线连接中性汇流排,电缆的地线(绿线或裸线)连接地线汇流排,然后将电线引至 120 V 负载处,火线和中线穿过负载,将地线固定于负载的外壳上(插座架或灯的固定座上通常会提供一个地脚螺钉)。当给使用自带断路器的 120 V 负载供电时,基本上只要仍按照上述步骤执行即可,但是,为了使主配电盘或副配电盘的容量最大化,使其在主断路器不超载的情况下尽可能多地提供电流,需要平衡 A 相断路器和 B 相断路器带负载的数量(功率),即平衡负载。

如果给 240 V 的电器供电(例如烤箱,洗衣机等),可在主配电盘(或副配电盘)内的 A 相和 B 相汇流排间插入一个双极断路器,然后,使用 240 V 的三线电缆,将其中一条火线与断路器的 A 相相连,另一条火线与断路器的 B 相相连,地线(绿线或裸线)与地线汇流排相连。将电缆引至 240 V 负载处,将各线与负载的相应端子相连(以 240 V 插座为例)。同样,120 V/240 V 的电器都使用相似的连线方式。使用四线电缆的情况例外,四线电缆增加了一条中(白色)线,由主配电盘或副配电盘内的中性汇流排引出。

警告:注意除非有相关技术,否则不要尝试进行家用配线。在对主配电盘进行连线前,切记将主断路器断开。当对连接至同一个断路器的灯座、开关和插座进行连线工作时,可用胶带给断路器贴上标签,以便于测试连接时不会误动断路器。

A.4 其他国家的电力系统

在美国,家用电为 60 Hz、120 V 的单相电压,而典型的工业用电为 60 Hz、208 V/120 V 三相电压。而其他许多国家使用的是 50 Hz、230 V 单相电压和 415 V 的三相电压。如果将美国制造的 120 V、60 Hz 的装置带到挪威——使用 230 V 并且直接将其插入插座(假设有合适的插座——该国家的插座外观不同),就会有损坏装置的危险。有些装置可能没有考虑到各国电压和频率的差异,但有些装置有这方面的考虑。可以使用变压器(插入式变压装置)将插座里的电压降低引出,但频率仍为 50 Hz。10 Hz 的差别对大多数的装置不会产生影响,但有些装置,如电视机和录像机,就可能无法正常工作。

这里有一份表格,介绍了一些国家的单相电压,并且注释了插头、插座的类型(参见图 A.6)。

国家和地区	电压 (V)	频率 (Hz)	插头、插座类型
澳大利亚	240	50	I
比利时	230	50	C, E
巴西	110/220	60	A, B, C, D, G
加拿大	120	60	A, B
智利	220	50	C, L
中国大陆	220	50	I
刚果	230	50	C, E
哥斯达黎加	120	60	A, B
埃及	220	60	C
法国	230	50	C, E, F
德国	230	50	F
中国香港	230	50	D, G
印度	230	50	C, D
伊拉克	220	50	C, D, G
意大利	127/220	50	F, L
日本	100	50/60	A, B
韩国	110/220	60	A, B, D, G, I, K
墨西哥	127	60	A
荷兰	230	50	C, E
挪威	230	50	C, F
菲律宾	110/220	60	A, B, C, E, F, I
俄罗斯及前苏联各国	220	50	C, F
西班牙	127/220	50	C, E
瑞士	220	50	C, E, J
中国台湾	110	60	A, B, I
美国	120	60	A, B
英国	230	50	G

A　B　G　H　C　I　D　E　J　K　F　L

图 A.6　一些国家和地区的单相电压等级和插头、插座类型

附录B 误差分析

测量的可靠性估计，可使测量结果更具价值。例如，说一个电阻的阻值为 1000 Ω ± 50 Ω，要比说其阻值为 1000 Ω 包含更多的信息。

误差与不确定度意义等同，可互相替换，但并不等同于错误。错误，例如计算中的失误，应该在估计试验误差前就被更正，在对一个简单量进行可靠性估计时，需要考虑三种不同的误差来源：

1. 被测量在实际环境中的变化。例如，电阻值随温度的改变会发生变化。在电子学中，进行精确测量时，应该参考相关资料中划分的环境等级和相应的误差值。
2. 测试设备自身存在误差，会将这种误差引入到测量结果中，所以在测量前，必须对全部设备进行标定，同时考虑到其输入阻抗特性的影响。例如万用表和示波器的输入阻抗。
3. 人为误差。数字显示设备基本不存在这方面问题，但是如果使用图形显示的观测仪器，就得不到高精度的测量结果（只有约 5%）。

B.1 绝对误差，相对误差和百分比误差

设被测值为 x，若记 Δx 为相对误差（或不确定度 $a \pm \Delta x$），那么 $\Delta x/x$ 被称为相对误差（或分数不确定度），如果给相对误差乘以 100%，就得到百分比误差或者 100%（$\Delta x/x$）。偏差一词可与绝对误差和百分比误差互相替代。例如，在长度测量中，通常用绝对误差来表示偏差，而在电阻测量中，使用百分比误差来表示。

例 1： 0.125 A ± 0.01 A 的相对误差和百分比误差分别是多少？

解：

$$\text{相对误差} = \frac{\Delta x}{x} = \frac{0.01\ \text{A}}{0.125\ \text{A}} = 0.08$$

$$\text{百分比误差} = (100\%)\frac{\Delta x}{x} = (100\%) \times \text{相对误差} = (100 \times 0.08)\% = 8\%$$

例 2： 一个 3300 Ω 的电阻，偏差为 5%，求相对误差、绝对误差或不确定度分别为多少？该阻值的置信区间为多少？

解： 本例中，偏差表示百分比误差，因此

$$\text{相对误差} = \frac{\text{百分比误差}}{100\%} = \frac{\text{偏差}}{100\%} = \frac{5\%}{100\%} = 0.05$$

绝对误差或不确定度为：

$$\Delta x = x \times \text{相对误差} = 3000 \times 0.05\ \Omega = \pm 165\ \Omega$$

该电阻值为 3300 Ω ± 165 Ω，或者说该阻值的置信区间为 3135 ~ 3465 Ω。

B.2 不确定度估计

当遇到带有许多独立变量的等式时，例如 RC 充电响应等式

$$I = \frac{V_C}{R} e^{-t/RC}$$

最终结果(例如电流)的不确定性或误差由各变量的不确定度来决定(例如电阻,电容,电压和时间的不确定度)。可以通过分析简单的基本运算的情况来解释误差的传递。

1. 对两个测量值求和或求差,绝对误差相加:设 x 和 y 的误差分别为 Δx 和 Δy,求和得

$$z = x + \Delta x + y + \Delta y$$

相对误差为

$$(\Delta x + \Delta y)/(x + y)$$

由于 Δx 和 Δy 可能异号,因此绝对误差值相加无法得到有效的不确定度估计值。如果误差服从高斯分布,且相互独立,则以二次的形式累积(平方和开平方根):

$$\Delta z = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}$$

若对两个测量值求差,得到相对误差为:

$$(\Delta x + \Delta y)/(x - y)$$

若 x 与 y 几乎相等,则上式的值趋向于无穷大,这一点很重要,设计试验时,必须避免发生两个大值被测量求差的情况。

2. 若要对被测量求积或求商运算,则运算结果的相对误差为每一个被测量相对误差的累加值。若将被测量的绝对误差求和,由于和的符号任意,所以不会得到理想的结果

$$\Delta z = z \times \left[\sum_i \left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right| + \sum_i \left| \frac{\Delta y_i}{y_i} \right| \right]$$

同样,若各量的测量误差相互独立,且服从高斯分布,那么相对误差则以二次形式相加:

$$\Delta z = z \times \sqrt{ \sum_i \left(\left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right| \right)^2 + \sum_i \left(\left| \frac{\Delta y_i}{y_i} \right| \right)^2 }$$

3. 若对被测量求幂计算,运算结果的相对误差为幂次数乘以被测量的相对误差。例如:

$$z = x^n$$

的不确定度为

$$\Delta z = z \times n\left(\frac{\Delta x}{x}\right)$$

4. 对于其他更复杂的情况,可将下面的公式作为求测量不确定度的一般方法。例如,若 $R = f(x, y, z)$ 为 x, y 和 z 的函数,则 R 的不确定度为:

$$\mathrm{d}R = \frac{\partial f}{\partial x}\mathrm{d}x = \frac{\partial f}{\partial y}\mathrm{d}y + \frac{\partial f}{\partial z}\mathrm{d}z$$

式中假定 $\mathrm{d}x, \mathrm{d}y$ 和 $\mathrm{d}z$ 为已知。

通常情况下,不需要用到上述公式,使用加、减、乘、除和求幂的运算规则就可以很好地解决问题,下面可以为解决问题提供方便。

误差计算公式

已知 $A = \bar{A} \pm a, B = \bar{B} \pm b$ 和 $C = \bar{C} \pm c$,其中 $\bar{A}, \bar{B}$ 和 $\bar{C}$ 分别是 A, B, C 的测量值,a, b, c 为各自的误差,那么算术运算值得误差为:

1. $A + B = \bar{A} + \bar{B} \pm \sqrt{a^2 + b^2}$
2. $A + B + C = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} \pm \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}$
3. $A - B = \bar{A} - \bar{B} \pm \sqrt{a^2 + b^2}$
4. $A \times B = \bar{A} \times \bar{B} \pm (\bar{A} \times \bar{B})\sqrt{(a/\bar{A})^2 + (b/\bar{B})^2}$

5. $A \times B \times C = \bar{A} \times \bar{B} \times \bar{C} \pm (\bar{A} \times \bar{B} \times \bar{C})\sqrt{(a/\bar{A})^2 + (b/\bar{B})^2 + (c/\bar{C})^2}$

6. $A/B = \bar{A}/\bar{B} \pm (\bar{A}/\bar{B})\sqrt{(a/\bar{A})^2 + (b/\bar{B})^2}$

7. $A^B = (\bar{A})^{\bar{B}} \pm (\bar{A})^{\bar{B}} \times \bar{B}(b/\bar{B})$

例 1：使用两个不同的电压表分别测量两串联电阻的电压。数字表测得第一个电阻两端的电压为 6.24 V ± 0.01 V，精度较低些的模拟表测出第二个电阻上的电压为 14.3 V ± 0.2 V，求两电阻的总电压，用带有不确定度的形式表示。

解：将两电压值相加，使用公式 1，即可求得所需的不确定度：

$$V_1 + V_2 = 6.24\ \text{V} + 14.3\ \text{V} \pm \sqrt{(0.01\ \text{V})^2 + (0.2\ \text{V})^2} = 20.5\ \text{V} \pm 0.2\ \text{V}$$

例 2：通过一个 180 Ω、5% 的电阻的电流为 1.256 A ± 0.005 A，求该电阻值两端的电压值，以不确定度形式表示。

解：首先，将偏差转化为绝对误差（不确定度）

$$\Delta R = \frac{\text{偏差}}{100\%} R = \frac{5\%}{100\%}(180\ \Omega) = \pm 9\ \Omega$$

利用欧姆定律求电压：$V = I \times R$，使用公式 4

$$V = I \times R = 1.256\ \text{A} \times 180\ \Omega \pm (1.256\ \text{A} \times 180\ \Omega)\sqrt{\left(\frac{0.005\ \text{A}}{1.256\ \text{A}}\right)^2 + \left(\frac{9\ \Omega}{180\ \Omega}\right)^2} = 226 \pm 11\ \text{V}$$

附录 C 常用资料和公式

C.1 希腊字母

Alpha	Α	α	Eta	Η	η	Nu	Ν	ν	Tau	Τ	τ
Beta	Β	β	Theta	Θ	θ	Xi	Ξ	ξ	Upsilon	Υ	υ
Gamma	Γ	γ	Iota	Ι	ι	Omicron	Ο	ο	Phi	Φ	φ
Delta	Δ	δ	Kappa	Κ	κ	Pi	Π	π	Chi	Χ	χ
Epsilon	Ε	ε	Lambda	Λ	λ	Rho	Ρ	ρ	Psi	Ψ	ψ
Zeta	Ζ	ζ	Mu	Μ	μ	Sigma	Σ	σ	Omega	Ω	ω

C.2 10 的乘方单位前缀

前缀	符号	乘数	前缀	符号	乘数
tera	T	$\times 10^{12}$	milli	m	$\times 10^{-3}$
giga	G	$\times 10^{9}$	micro	μ	$\times 10^{-6}$
mega	M	$\times 10^{6}$	nano	n	$\times 10^{-9}$
kilo	K	$\times 10^{3}$	pico	p	$\times 10^{-12}$
centi	c	$\times 10^{-2}$			

C.3 线形函数($y = mx + b$)

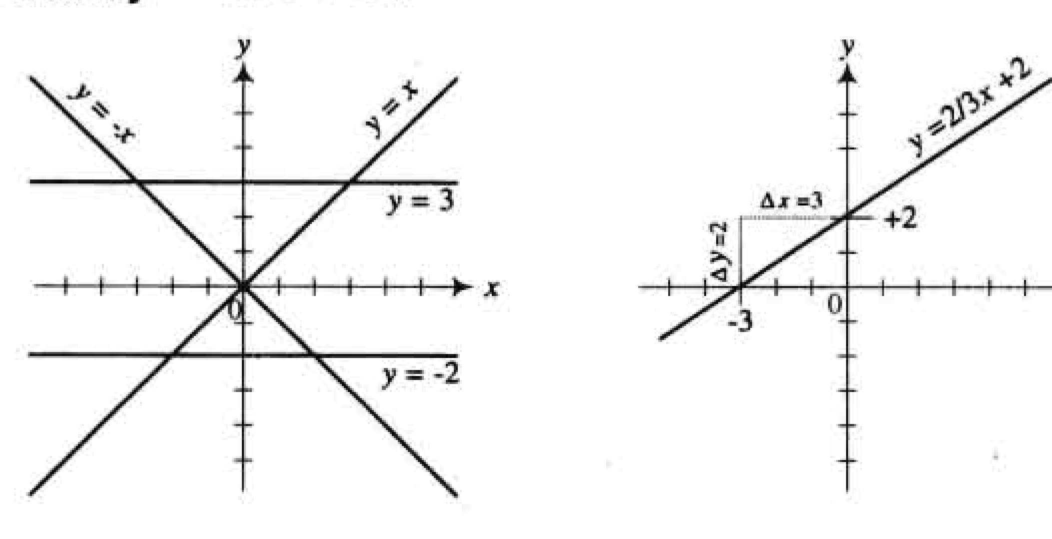


图 C.1

方程式 $y = mx + b$ 表示一条直线,直线的斜率($\Delta y/\Delta x$)为 m,垂直截距为 b。

C.4 二次函数($y = ax^2 + bx + c$)

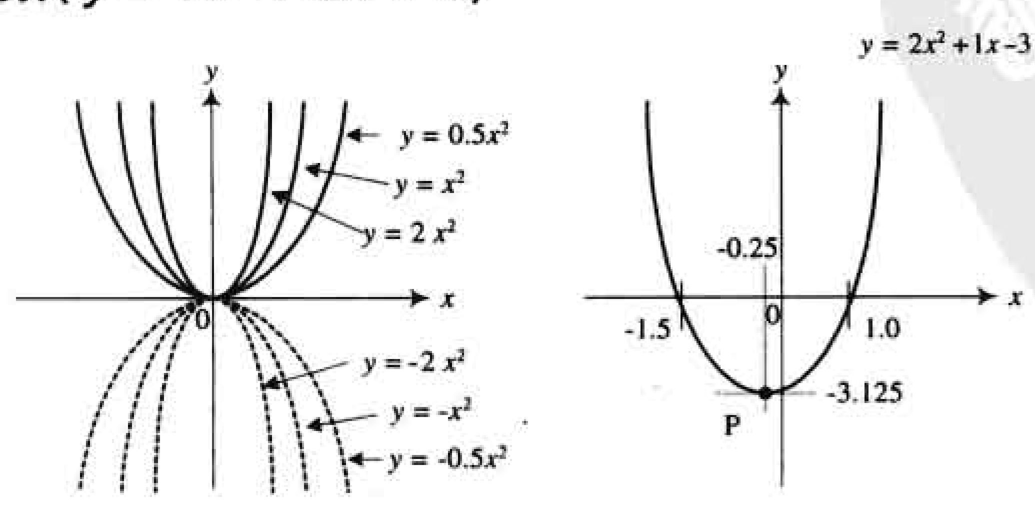


图 C.2

方程 $y = ax^2 + bx + c$ 在 xy 平面上描绘出一条抛物线。抛物线开口的大小受 a 值的影响，顶点的横坐标为 $-b/2a$，纵坐标为 $-b^2/a + c$。方程的根（抛物线与横轴的交点）由式 $x = \dfrac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ 计算。

C.5 指数(函数)和对数(函数)

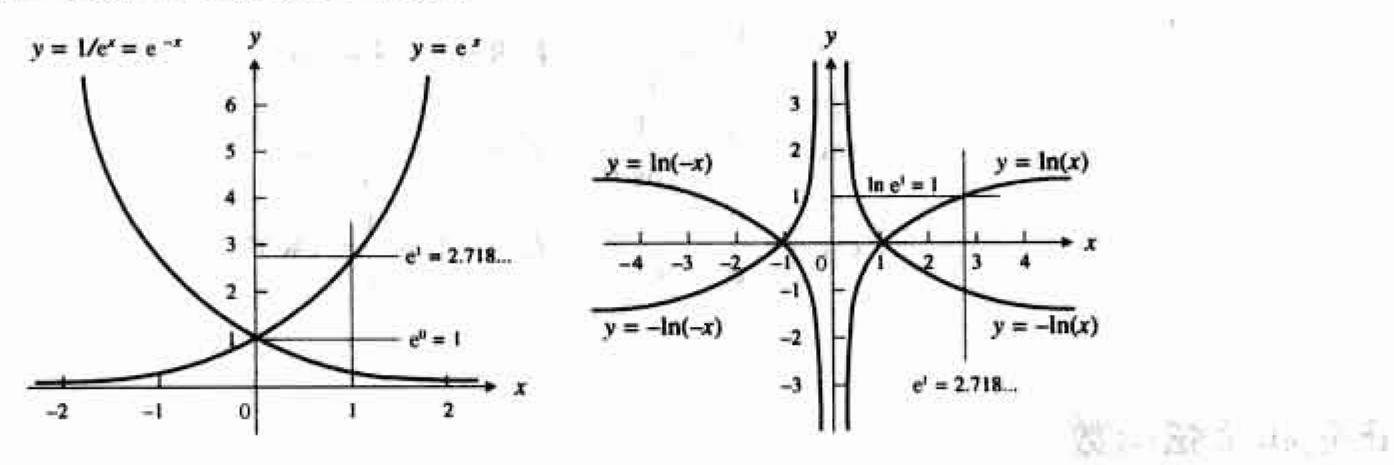


图 C.3

指数（函数）	对数（函数）
$x^0 = 1$	以10为底：若 $10^n = x$，则 $\lg x = n$
$1/x^n = x^{-n}$	以e为底：若 $e^m = y$，则 $\ln y = m$
$x^{1/n} = \sqrt[n]{x}$	($\lg 100 = 2$，由于 $10^2 = 100$，
$x^m \cdot x^n = x^{m+n}$	$\ln e = 1$，由于 $e^1 = e = 2.718\cdots$)
$(xy)^n = x^n \cdot y^n$	以任意数 b 为底的对数：
$(x^n)^m = x^{n \cdot m}$	$\log_b 1 = 0$
	$\log_b b = 1$
	$\log_b 0 = \begin{cases} +\infty & b < 1 \\ -\infty & b > 1 \end{cases}$
	$\log_b (x \cdot y) = \log_b x - \log_b y$
	$\log_b (x/y) = \log_b x - \log_b y$
	$\log_b (x^y) = y \log_b x$

C.6 三角函数

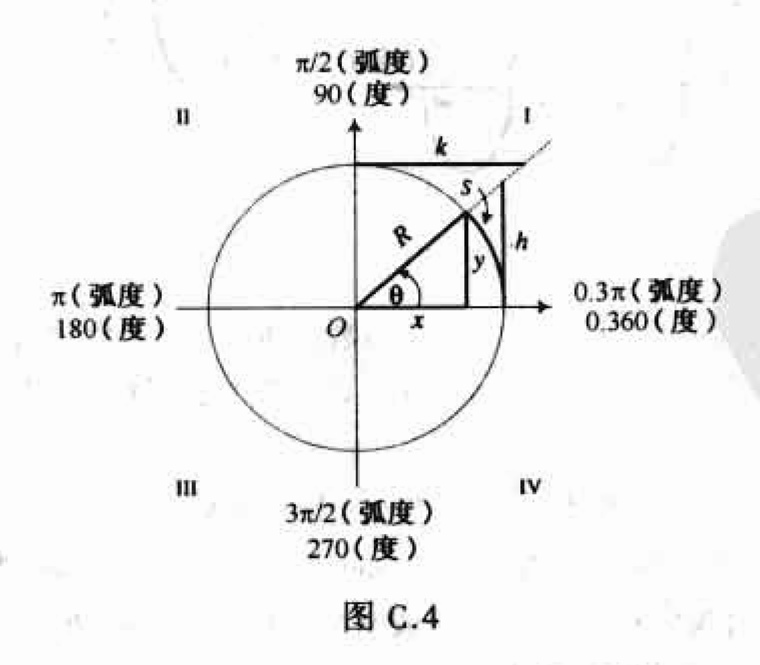


图 C.4

半径为 R 的圆，弧长 S 所对应的圆心角的大小用弧度表示为 $\theta = S/R$。1 弧度 $= 180°/\pi = 57.296°$，$1° = \pi/180° = 0.17453$ 弧度。当半径 R 从 x 正半轴开始绕逆时针方向旋转时，θ 为正角；顺时针方向旋转时，θ 为负角。图 C.4 所示三角形的某两边边长的比值定义为 θ 角的三角函数，形式如下：

$$\sin\theta=\frac{y}{R}\quad 若\ R=1\rightarrow y=\sin\theta$$

$$\cos\theta=\frac{x}{R}\quad 若\ R=1\rightarrow x=\cos\theta$$

$$\tan\theta=\frac{y}{x}\quad 若\ R=1\rightarrow h=\tan\theta$$

$$\cot\theta=\frac{x}{y}=\frac{1}{\tan\theta}\quad 若\ R=1\rightarrow k=\cot\theta$$

$$\sec\theta=\frac{R}{x}=\frac{1}{\cos\theta}\quad 若\ R=1\rightarrow \frac{1}{x}\sec\theta$$

$$\csc\theta=\frac{R}{y}=\frac{1}{\sin\theta}\quad 若\ R=1\rightarrow \frac{1}{y}=\csc\theta$$

正弦和余弦函数

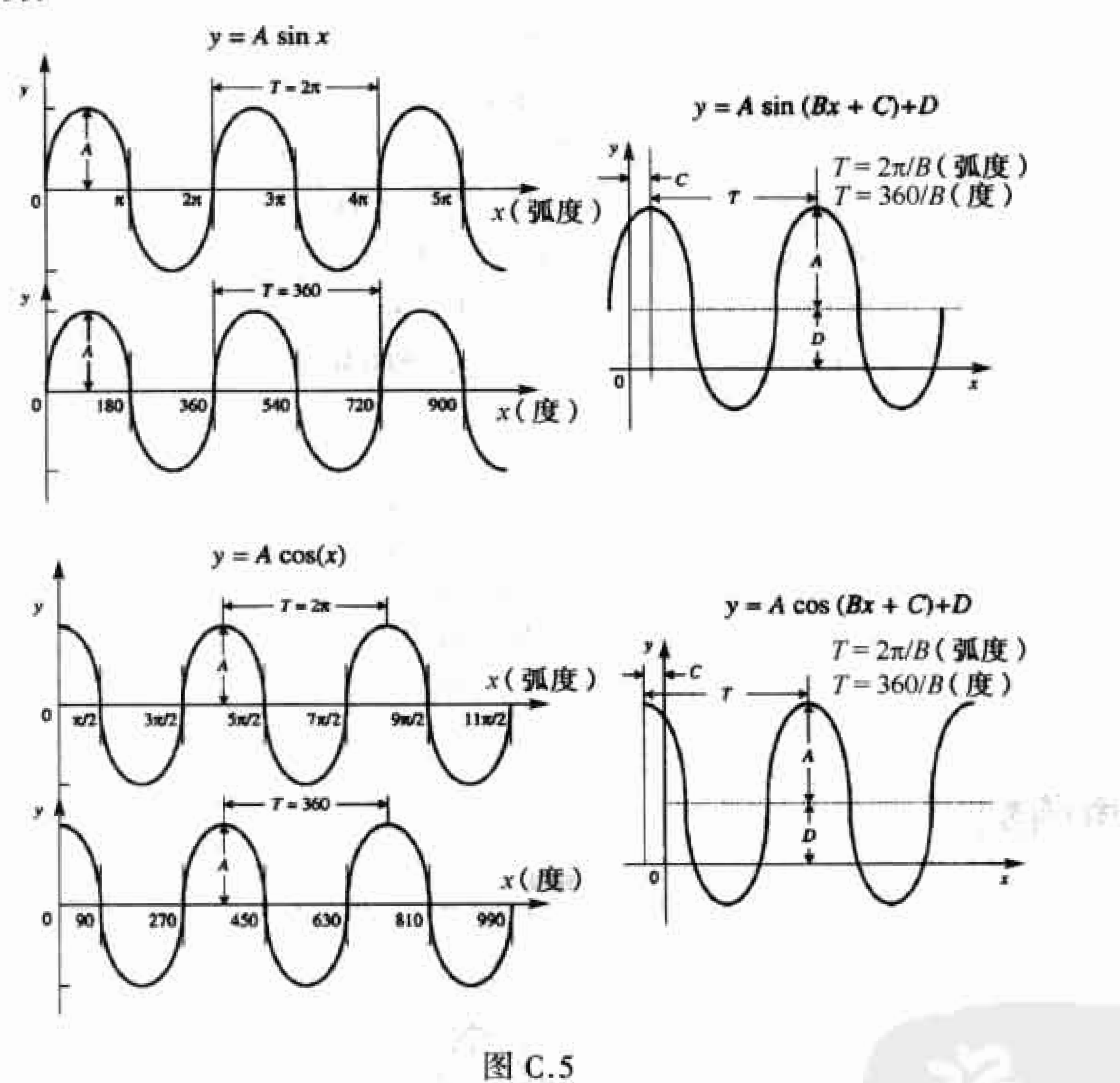


图 C.5

左边的图所示为曲线 $y = A\sin\theta$。为了便于改变函数的垂直、水平位置,周期,以及相位,将等式改写为 $y = A\sin(Bx + C) + D$。A 表示幅值,$2\pi/B$ 表示周期(T),C 表示相移,D 表示垂直位移。电子学中,电压可表示为:

$$V(t) = V_0\sin(\omega t + \phi) + V_{dc}$$

V_0 为峰值电压,V_{dc}为直流分量,ϕ为相移,ω 为角频率(rad/s),与通用频率(圈/秒)$f = 1/T = \omega/2\pi$ 相关联。曲线 $y = A\cos x$ 与 $y = A\sin x$ 曲线相差了 $\pi/2$ 弧度(或 90°)的相移。正弦和余弦之间的函数关系如下所列:

$$\sin\left(\frac{\pi}{2}\pm x\right)=+\cos x\quad 或\quad \sin(90^\circ\pm x)=+\cos x$$

$$\sin\left(\frac{3\pi}{2}\pm x\right)=-\cos x\quad 或\quad \sin(270^\circ\pm x)=-\cos x$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2}\pm x\right)=\pm\sin x \quad 或 \quad \cos(90^\circ\pm x)=\pm\sin x$$

$$\cos\left(\frac{3\pi}{2}\pm x\right)=\pm\sin x \quad 或 \quad \cos(270^\circ\pm x)=\pm\sin x$$

C.7 复数

复数的内容在第 2 章中做了详细介绍。

C.8 微分学

已知函数 $f(x)$，它可以表示一条直线，抛物线，指数曲线，三角函数曲线，等等。假定有一点，它沿着曲线 $f(x)$ 移动。过该点做曲线的切线，当该点沿着曲线运动时，切线的斜率也在不断地变化（跷跷板）——该曲线不是一条直线。在实际生活中，切线的斜率有着重要的意义。例如，当绘制某物体相对于时间的位移曲线时，曲线上某时间点的切线斜率就表示了该物体在这个时间点的瞬时速度。同样，在一幅相对于时间的充电图中，时刻 t 处的斜率表示了该时刻的瞬时电流。微分学作为计算斜率的途径之一，可以被用来计算曲线上任意一点处切线的斜率。微分学的目的是什么呢？假定有一函数 $y=x^2$，通过微分计算，将得到另一个函数，被称为 y 的导数（习惯表示为 y' 或 dy/dx），通过它可得到曲线 y 上任一点处的斜率。对于函数 $y=x^2$，导数为 $dy/dx=2x$，如果需要知道 $x=2$ 处的斜率，将 $x=2$ 代入 dy/dx 的表达式中，可得斜率为 4。但是，如何得到 $y=x^2$ 的导数呢？更进一步说，如何得到任意一个函数的导数呢？下面将给出相关的基本理论。

计算某一函数 $y=f(x)$ 的导数时，设 $P(x,y)$ 为曲线 $y=f(x)$ 上的一点，$Q(x+\Delta x, y+\Delta y)$ 为曲线上的另一点，则 P 点和 Q 点之间直线的斜率为：

$$\frac{f(x+\Delta x)-f(x)}{\Delta x}$$

将具体函数代入上式。例如若函数 $f(x)=x^2$，则 $f(x+\Delta x)=(x+\Delta x)^2$，完整的表达式写为 $[(x+\Delta x)^2-x^2]/\Delta x$。然后，固定 x 值，令 Δx 趋近于 0，若斜率趋近于某个只依赖 x 的值，则称该值为曲线在 P 点处的斜率。曲线在 P 点处的斜率本身是关于 x 的函数，定义域为极限存在的每个 x 值。斜率可表示为 $f'(x)$，或者 dy/dx，df/dx，三种表达方式均称做 $f(x)$ 的导数：

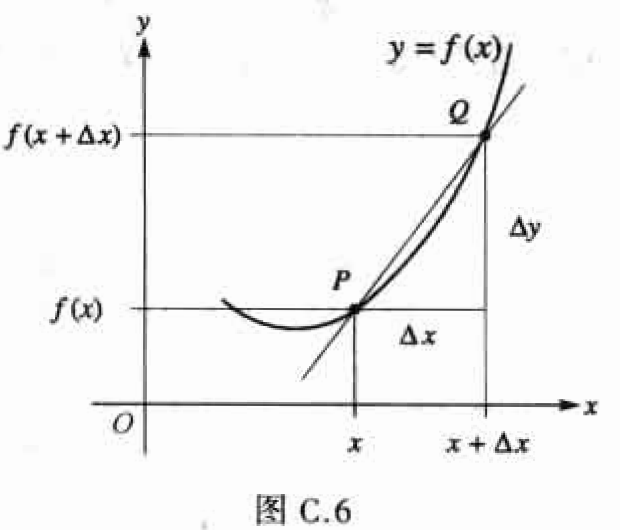


图 C.6

$$f'(x)=dy/dx=\lim_{\Delta x\to 0}\frac{f(x+\Delta x)-f(x)}{\Delta x}$$

对于函数 $f(x)=x^2$，求完极限后，就得到了导数 $f'(x)=dy/dx=2x$。

实际中，计算某函数的导数时，并不推荐使用上述求极限的公式。因为使用它，可能会耗费大量时间，需要进行繁杂的数学计算，特别是当需要计算如 $2e^x\sin(3x+2)$ 之类的复杂函数的导数时。取而代之，只需记忆一些简单的求导法则和简单函数的导数。下表列出了常用的一些求导法则和简单的函数导数。表中，a 和 n 是常数，u 和 v 表示函数。

导　数	举　例
$\frac{d}{dx}a=0$	$\frac{d}{dx}4=0$
$\frac{d}{dx}x^n=nx^{n-1}$（注：$\frac{1}{x^n}=x^{-n}$）	$\frac{d}{dx}x=1, \frac{d}{dx}x^2=2x, \frac{d}{dx}x^5=5x^4, \frac{d}{dx}x^{-1/2}=-1/2x^{-3/2}$
$\frac{d}{dx}e^x=e^x$	—
$\frac{d}{dx}\ln x=\frac{1}{x}$	—

(续表)

导　数	举　例
$\frac{d}{dx}\sin x=\cos x$	—
$\frac{d}{dx}\cos x=-\sin x$	—
$\frac{d}{dx}au(x)=a\frac{d}{dx}u(x)$	$\frac{d}{dx}3x^2=3\frac{d}{dx}x^2=6x,\frac{d}{dx}3e^x=3e^x,\frac{d}{dx}7\sin x=7\cos x$
$\frac{d}{dx}(u+v)=\frac{du}{dx}+\frac{dv}{dx}$	$\frac{d}{dx}(2x+x^2)=\frac{d}{dx}(2x)+\frac{d}{dx}(x^2)=2+2x$
$\frac{d}{dx}\left(\frac{u}{v}\right)=\frac{v\,du/dx-u\,dv/dx}{v^2}$	$\frac{d}{dx}\left(\frac{x^2+1}{x^2-1}\right)=\frac{(x^2-1)\cdot 2x-(x^2+1)\cdot 2x}{(x^2-1)^2}=\frac{-4x}{(x^2-1)^2}$
$\frac{d}{dx}\{u(v(x))\}=\frac{du}{dx}\cdot\frac{dv}{dx}$	$\frac{d}{dx}\sin(ax)=a\cos(ax),\frac{d}{dx}e^{2x}=2e^{2x}$

C.9 积分学

微分学的目标是寻找函数的导数,积分学的任务则是寻找导数的原函数。事实上,函数和导数没有绝对的划分界线,因为通常情况下,导数本身也是函数。为了避免问题复杂化,我们称 $y=f(x)$的形式为函数,$dy/dx=df(x)/dx$ 的形式为导数,$\int dy=\int f(x)dx$ 的形式为不定积分或积分。第三种形式中,"$\int$"称为积分符号,$f(x)$称为被积函数,dx 称为积分变量。函数求积分就是找到以该函数为导数的所有原函数——找到给定函数的所有不定积分。积分也有另一种相对比较通俗的解释——计算总和,在这种解释中,积分描述的是一个数学的计算过程,通过它求得以曲线为边界区域的面积(参见附录 C.7 节)。

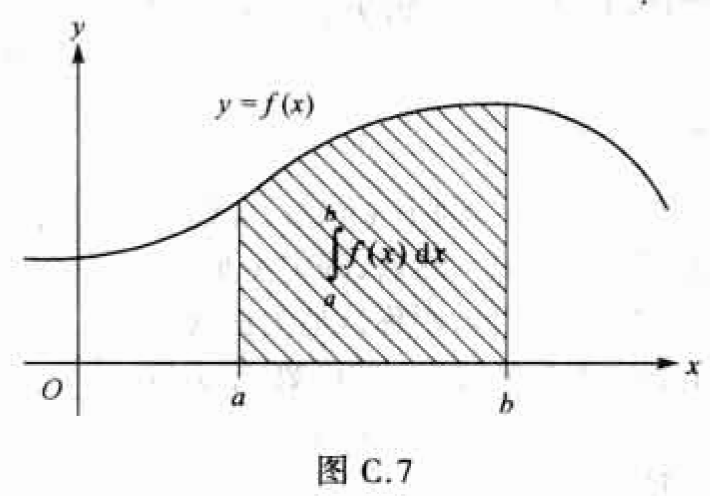


图 C.7

已知等式 $dy/dx=f(x)$,通过积分(不定积分)计算 y。首先,将等式变形为 $dy=f(x)dx$,然后对等式两边积分:

$$\int dy=\int f(x)dx$$

$$y\pm C=\int f(x)dx$$

$$y=\int f(x)dx+C$$

再次说明:$\int$ 为积分符号,函数 $f(x)$为被积函数,C 为积分常数。推导出等式 $\int dy=y\pm C$,是因为通过逆运算可知,任何 $y\pm C$ 形式的函数(例如 $y+2,y-54$ 等),求导后均为 y。C 值符号任意,可正可负。习惯上使用等式左边加 C 的形式,并称这种形式的积分为不定积分。

例:已知 $dy/dx=2$,求 y。

$$dy=2dx$$

$$\int dy=\int 2dx$$

$$y=2x+C$$

实际情况中，我们通常期望得到的是一个不含常数的确定的解。为了去掉常数，需要利用到边界条件。仍以 $dy/dx = 2$ 为例，如果只关心 dy/dx 在区间 1 ~ 5 之内的值——或者在其他某任意区间内的值，就需要利用定积分进行计算：

$$y = \int_a^b f(x)dx = F(x)|_a^b = F(b) - F(a)$$

F 代表不含积分常数的定积分，a 和 b 限定了 F 中 x 的取值区间。以 $dy/dx = 2$ 为例，边界条件为 1 到 5，可求得：

$$y = \int_1^5 2dx = 2x|_1^5 = 2 \times (5) - 2 \times (1) = 8$$

即为一个定积分。此处可引入图形法来更加直观的理解积分的概念。考虑 $dy/dx = 2$，做出 dy/dx 与 x 的关系图，即得到一条水平直线，对于所有 x 值，均有 $dy/dx = 2$。通过计算曲线下的面积可得积分值。结合边界条件：面积为$(5 - 1) \times 2 = 8$。

如果要对更复杂的函数求积分，则需要耗费相当长的时间去推测其原函数，故有必要借助其他一些方法来进行计算。这些方法作为积分基本理论的分支，包含在积分基本理论的内容中，此处不予以详细介绍。但是，在实际进行积分运算时，并不需要利用这些理论，只需要熟记一些基本的积分等式和掌握一些积分方法。以下列出了部分常用的积分式及其解，数学手册中有更详细的列表。表中，u 和 v 分别为 x 的函数。

$$\int dx = x + C$$

$$\int a f(x)dx = a \int f(x)dx$$

$$\int (du(x) \pm dv(x)) = \int du(x) \pm \int dv(x)$$

$$\int udv = uv - \int vdu \text{（部分积分法）}$$

$$\int u^n du = \frac{u^{n+1}}{u+1} + C\ (n \neq 1)$$

$$\int \frac{1}{u} du = \ln u + C$$

$$\int e^u dx = e^u + C$$

$$\int \ln x dx = x \ln x - x + C$$

$$\int \sin x dx = -\cos x + C$$

$$\int \cos x dx = \sin x + C$$

$$\int x \sin x dx = \sin x - x \cos x + C$$

$$\int x \cos x dx = \cos x + x \sin x + C$$

$$\int \sin x \cos x = \frac{1}{2} \sin^2 x + C$$

附录D 组件数据，逻辑集成电路列表，及一些国家的半导体编码

D.1 5%碳膜电阻器标准电阻值

1.0 Ω	8.2 Ω	33 Ω	120 Ω	470 Ω	1.8 kΩ	6.8 kΩ	27 kΩ	100 kΩ	390 kΩ	1.5 MΩ	6.2 MΩ
1.1 Ω	9.1 Ω	36 Ω	130 Ω	510 Ω	2.0 kΩ	7.5 kΩ	30 kΩ	110 kΩ	430 kΩ	1.6 MΩ	6.8 MΩ
1.2 Ω	10 Ω	39 Ω	150 Ω	560 Ω	2.2 kΩ	8.2 kΩ	33 kΩ	120 kΩ	470 kΩ	1.8 MΩ	7.5 MΩ
1.3 Ω	11 Ω	43 Ω	160 Ω	620 Ω	2.4 kΩ	9.1 kΩ	36 kΩ	130 kΩ	510 kΩ	2.0 MΩ	8.2 MΩ
1.5 Ω	12 Ω	47 Ω	180 Ω	680 Ω	2.7 kΩ	10 kΩ	39 kΩ	150 kΩ	560 kΩ	2.2 MΩ	9.1 MΩ
1.6 Ω	13 Ω	51 Ω	200 Ω	750 Ω	3.0 kΩ	11 kΩ	43 kΩ	160 kΩ	620 kΩ	2.4 MΩ	10 MΩ
1.8 Ω	15 Ω	56 Ω	220 Ω	820 Ω	3.3 kΩ	12 kΩ	47 kΩ	180 kΩ	680 kΩ	2.7 MΩ	

D.2 二极管选型

器件	类型	材料	峰值击穿电压(V)	均值正向电流(mA)	浪涌电流(A)	正向压降(V)
1N34	信号管	Ge	60	8.5	—	1.0
1N34A	信号管	Ge	80	—	—	1.0
1N60	信号管	Ge	80	0	—	1.0
1N67A	信号管	Ge	100	4.0	—	1.0
1N191	信号管	Ge	90	5.0	—	1.0
1N914	快速开关管	Si	75	75	0.05	1.0
1N4001	整流管	Si	50	1000	30	1.1
1N4002	整流管	Si	100	1000	30	1.1
1N4003	整流管	Si	200	1000	30	1.1
1N4004	整流管	Si	400	1000	30	1.1
1N4005	整流管	Si	600	1000	30	1.1
1N4006	整流管	Si	800	1000	30	1.1
1N4007	整流管	Si	1000	1000	30	1.1
1N4148	信号管	Si	75	10	—	1.0
1N4152	快速开关管	Si	40	20	—	1.0
1N5400	整流管	Si	50	1000	200	—
1N5401	整流管	Si	100	3000	200	—
1N5402	整流管	Si	200	3000	200	—
1N5404	整流管	Si	400	3000	200	—
1N5406	整流管	Si	600	3000	200	—
1N5408	整流管	Si	1000	3000	200	—
1N4448	信号管	Si	75	—	0.72	0.72
1N5817	肖特基管	Si	20	1000	25	0.45
1N5818	肖特基管	Si	30	1000	25	0.55
1N5819	肖特基管	Si	40	1000	25	0.60
SB1100	肖特基管	Si	100	1000	30	0.85
1N5820	肖特基管	Si	20	3000	80	0.475
1N5821	肖特基管	Si	30	3000	80	0.400
1N5822	肖特基管	Si	40	3000	150	0.525
P600A	整流管	Si	50	6000	400	—
P600B	整流管	Si	100	6000	400	—
P600D	整流管	Si	200	6000	400	—
P600M	整流管	Si	1000	6000	400	—

D.3　稳压二极管选型

电　压	功率(W) 0.25	0.4	0.5	1.0	1.5	5.0	10.0	50.0
1.8	1N4614							
2.0	1N4615							
2.2	1N4616							
2.4	1N4617	1N4370,A						
3.0	1N4619	1N4372,A	1N5987					
3.3	1N4620	1N5518	1N5988	1N3821	1N5913	1N5333,B		
3.6	1N4621	1N5519	1N5989	1N3822	1N5914	1N5334,B		
3.9	1N4622	1N5520	1N5844	1N3823	1N5915	1N5335,A	1N4549,B	
4.7	1N4624	1N5522	1N5846	1N3825	1N5917	1N5337,B	1N3995,A	1N4551,B
5.6	1N4626	1N5524	1N5848	1N3827	1N5919	1N5339,B	1N3997,A	1N4553,B
7.5	1N4100	1N5527	1N5997	1N3830	1N3786	1N5343,B	1N4000,A	1N4556
10.0	1N4104	1N5531	1N6000	1N4740	1N3789	1N5347,B	1N2974,B	1N2808,B
12.0		1N5532	1N6002	1N3022,B	1N3791	1N5349,B	1N2976,B	1N2810,B
14.0	1N4108	1N5534	1N5860			1N5351,B	1N2978,B	1N2812,B
16.0	1N4110	1N5536	1N5862	1N3025,B	1N3794	1N5353,B	1N2980,B	1N2814,B
20	1N4114	1N5540	1N5866	1N3027,B	1N3796	1N5357,B	1N2984,B	1N2818,B
24	1N4116	1N5542	1N6009	1N3929,B	1N3798	1N5359,B	1N2986,B	1N2820,B
28	1N4119	1N5544	1N5871			1N5362,B		
60	1N4128		1N5264,A,B			1N5371,B		
100	1N4135	1N985	16024	1N3044,A,B	1N3813	1N5378,B	1N3005,B	12838,B
120		1N987	1N6026	1N3046,B	1N5951	1N5380,B	1N3008A,B	1N2841,B

D.4　通用场效应晶体管

器　件	类　型	V_{CEO} MAX(V)	V_{CBO} MAX(V)	V_{EBO} MAX(V)	I_C MAX(mA)	P_D (W)	H_{FE} I_C = 0.1 mA	H_{FE} I_C = 0.1 mA	F_T
2N918	NPN	15	30	3.0	50	0.2(3mA)	20	—	600
2N2102	NPN	65	120	7.0	1000	1.0	20	40	60
2N2219	NPN	30	60	5.0	800	3.0	35	100	250
2N2219A	NPN	40	—	—	150	—		100(min)	300
2N2222	NPN	30	60	5.0	800	1.2	35	100	250
2N2222A	NPN	40	—	—	150	—	—	100(min)	250
2N2484	NPN	60	—	—	50	—		100(min)	60
2N2857	NPN	15	—	—	40	—		30(min)	1200
2N2905	PNP	40	60	5.0	600	0.6	35	—	200
2N2907	PNP	40	60	5.0	600	0.4	35	—	200
2N3019	NPN	80	—	—	1000	—		100(min)	100
2N3053	NPN	40	60	5.0	700	5.0	0	50	100
2N2904	NPN	40	60	6.0	200	0.625	40	—	300
2N2907A	PNP	40	—	—	600	—		75(min)	200
2N3439	NPN	350	—	—	1000	—		40(min)	15
2N3467	PNP	40	—	—	1000	—		40(min)	175
2N3704	NPN	30	—	—	600	—		100(min)	250
2N3904	NPN	40	—	—	10	—		100(min)	200

(续表)

器 件	类 型	V_{CEO} MAX(V)	V_{CBO} MAX(V)	V_{EBO} MAX(V)	I_C MAX(mA)	P_D (W)	H_{FE} I_C = 0.1 mA	H_{FE} I_C = 0.1 mA	F_T
2N3906	PNP	20	—	—	10	—		100(min)	250
2N3906	PNP	40	40	5.0	200	1.5	60	—	250
2N4037	PNP	40	60	7.0	1000	5.0	—	50	—
2N4125	PNP	30	—	—	200	—		50(min)	200
2N4126	PNP	25	—	—	200	—		120(min)	200
2N4401	NPN	40	60	6.0	600	0.625	20	100	250
2N4403	PNP	40	40	5.0	600	0.625	30	100	200
2N4400	NPN	40	—	—	600	—		20(min)	200
2N5087	PNP	50	—	—	50	—		40(min)	40
2N5088	NPN	30	—	—	50	—		50(min)	50
2n5415	PNP	200	200	4.0	1000	10.000	—	30	15

D.5 通用功率场效应晶体管

器 件	类 型	V_{CEO} MAX(V)	I_C MAX(A)	P_D (W)	H_{FE} (MIN)	F_T (MHz)
2N5172	NPN	25	10	360	100	100
2N5210	NPN	50	50	625	250	30
2N5307	NPN-D	40	0.3	400	2000	60
2N5308	NPN-D	40	0.3	400	7000	60
2N5400	PNP	120	0.6	625	30	100
2N5401	PNP	150	0.6	625	40	100
2N5415	PNP	260	50	5	30	15
2N6036	PNP-D	80	4	40	750	25
2N6038	NPN-D	60	4	40	750	25
2N6043	NPN-D	60	8	75	1000	4
2N6052	PNP-D	100	12	150	750	4
2N6284	NPN-D	100	20	160	750	4
2N6287	PNP-D	100	20	160	750	4
2N6388	NPN-D	80	10	65	1000	20
2N6668	PNP-D	80	10	65	1000	20
TIP29C	NPN	100	1.0	30	40	—
TIP30C	PNP	100	1.0	30	40	—
TIP31C	NPN	100	3	40	25	—
TIP32C	PNP	100	3	40	25	—
TIP35C	NPN	100	25	125	25	—
TIP36C	PNP	100	25	125	25	—
TIP102	NPN-D	100	8	80	2500	—
TIP107	PNP-D	100	8	80	2500	—
TIP110	NPN-D	60	4	60	500	—
TIP112	NPN-D	100	4	50	500	—
TIP117	PNP-D	100	4	50	500	—
TIP120	NPN	60	5	65	1000	>5
TIP142	NPN-D	100	10	125	500	—
TIP147	PNP-D	100	10	125	500	—
D4H11	NPN	80	10	50	40	50
D44H10	PNP	80	15	83	40	50
MJ11015	PNP-D	120	30	200	1000	4

（续表）

器　件	类　型	V_{CEO} MAX(V)	I_C MAX(A)	P_D (W)	H_{FE} (MIN)	F_T (MHz)
MJ11016	NPN-D	120	30	200	1000	4
MJ11032	NPN-D	120	50	300	1000	—
MJ11033	PNP-D	120	50	300	1000	—
MJE13007	NPN	400	8	80	8	4
MJE200	NPN	25	5	15	70	65
MJE210	PNP	20	5	15	70	65

D.6　射频晶体管选型

器　件	类　型	V_{CEO} MAX(V)	I_C MAX(mV)	GAIN (dB)	FREQ. (MHz)	封装类型
MPS5175	NPN	12	50	—	2000	TO-92
MPSH10	NPN	25	—	—	650	TO-92
MPSH17	NPN	12	—	—	800	TO-92
MPSH81	PNP	20	50	—	—	TO-92
MPS918	NPN	30	600	—	—	TO-92
MRF531	NPN	100	100	—	—	TO-39
MRF544	NPN	70	400	16.5	250	TO-39
MRF545	PNP	70	400	—	—	TO-39
MRF586	NPN	17	200	9.0	500	TO-39
MRF904	NPN	15	30	16	450	MICRO-X
MRF571	NPN	10	70	12	1000	MICRO-X
MRF901	NPN	15	30	12	1000	MICRO-X
BRF90	NPN	15	30	—	—	MICRO-T
BRF91	NPN	12	35	—	—	MICRO-T
BRF90	NPN	15	30	—	—	MICRO-T

D.7　小信号结型场效应管选型

器　件	类　型	BV_{GS} (V)	$V_{GS,OFF}$ MAX(V)	C INPUT(pF)	I_D MAX(mV)	应　用
2N4338	N-JFET	50	−1	6	0.6	—
2N4416	N-JFET	30	−6	4	15	VHF/UHF 放大、混频、振荡
2N5114	P-JFEI	30	10	25	90	开关：$R_{on}=75\ \Omega$(max)
2N5265- 2N5270	N-JEFT	60 60	−3 −8	7 7	1 14	6 个系列，2N5358-64 P-JFET 补偿
2N5432	N-JFET	25	−10	30	-	开关：$R_{on}=5\ \Omega$(max)
2N5358- 2N5364	P-JFET	40 40	3 8	6 6	1 18.6	2N5265-70; N-JFET 补偿
2N5457- 2N5459	N-JFET	25 25	−6 −8	7 7	5 16	通用；2N5460-2 P-JFET 补偿
2N5460- 2N5462	P-JFET	40 40	6 9	7 7	5 16	2N5457-9; N-JFET 补偿
2N5484 MPF106	N-JFET	25	−6	5	30	HF/VHF/UHF 放大、混频、振荡
2N5486	N-JFET	25	−2	5	15	VHF/UHF 放大、混频、振荡
U304	P-JFET	30	10	27	50	VHF/UHF 模拟开关断续共门极电路
U310	N-JFET	30	−6	2.5	60	放大
U350	Quad N-JFET	25	−6	5	60	与 JFET 配对

D.8 功率场效应管选型

器件	类型	BV_{DS} (V)	$R_{DS(ON)}$ MAX(Ω)	$V_{GS(TH)}$ MAX(V)	I_D MAX(A)	P_D	封装
IRFZ30	N-channel	50	0.050	4	30	75	TO-220
IRFZ42	N-channel	50	0.035	4	50	150	TO-220
VN0610L	N-channel	60	6	2.5	0.27	—	TO-92
VN10KM	N-channel	60	6	2.5	0.3	1	TO-237
IR511	N-channel	60	0.6	4	2.5	20	TO-220AB
MTP2955E	P-channel	60	0.12	—	11.5	125	TO-220AB
ZVN2110B	N-channel	100	4	—	0.85	5	TO-39
ZVN3310B	P-channel	100	20	—	0.3	5	TO-39
IRF510	N-channel	100	0.6	4	2	20	TO-220AB
IRF520	N-channel	100	0.27	4	5	40	TO-220AB
IRF150	N-channel	100	0.055	4	40	150	TO-204AE
ZVN0120B	N-channel	200	16	—	0.42	5	TO-39
ZVN1320B	P-channel	200	80	—	0.1	5	TO-39
IRF620	N-channel	200	0.8	4	5	40	TO-220AB
IRF220	N-channel	200	0.4	4	8	75	TO-220AB
IRF640	N-channel	200	0.18	4	10	125	TO-220AB
VP1320N3	P-channel	200	0.6	3.5	0.15	—	TO-92
IR9640	P-channel	200	0.5	4	11	—	TO-220
IR820	N-channel	500	3	4	2.5		TO-220
VP0650N3	P-channel	500	25	4	0.1	—	TO-92

D.9 运算放大器的选型

类型	运放封装数	维持电压		最大输入失调电流 (nA)	典型输入失调电压 (μV)	回转率 (V/μs)	典型频率值 (MHz)	最大输出电流 (mA)	注释
		最小(V)	最大(V)						
324A	4	3	32	30	2	0.5	1	20	通用型,单电源,双极
349	4	10	36	50	1	2	4	15	
355B	1	10	36	0.2	3	5	2.5	20	结型场效应管
741	1	10	36	200	2	0.5	1.2	20	经典电路,1458 为四运放封装,348 为双运放封装
1436	1	10	80	10	10	2	1	10	高电压型
1463		30	80	–	–	165	17	1000	高电压型
4558	2	8	36	200	2	1	2.5	15	双极
AD841K	1	10	36	200	0.5	300	40	50	双极,高速型
AD848J	1	9	36	15	0.5	300	250	25	双极,高速型
AD744C	1	9	36	0.02	0.1	75	13	20	高速,低漂移型
CA3410A	4	4	36	0.01	3	10	5.4	6	高速 MOS 场效应管
HA5141A	1	2	40	10	0.5	1.5	0.4	1	小功率,单电源型
HA2541	1	10	35	7 μA	–	280	40	10	低噪声型,低漂移型
HA2542	1	10	35	7 μA	–	375	120	100	大功率型
HA2544	1	10	33	2 μA	6	150	33	35	大功率型
HA5151	1	2	40	30	2	4.5	1.3	3	双极
ICL7641B	4	1	18	0.03	–	1.6	1.4	5	MOS 场效应管,低电压,通用型
LF351	1	10	36	0.1	5	13	4	10	JFET,353 为双运放封装,347 为四运放封装
LF411	1	10	36	0.1	0.8	15	4	15	通用型,低噪声型
LM10	1	1	45	0.7	0.3	0.12	0.1	20	低电压,高精度型

(续表)

类 型	运放封装数	维持电压 最小(V)	最大(V)	最大输入失调电流 (nA)	典型输入失调电压 (μV)	回转率 (V/μs)	典型频率值 (MHz)	最大输出电流 (mA)	注 释
LM11	1	5	40	10pA	0.1	0.3	0.5	2	精密型,低失调型
LM12	1	20	80	–	–	9	0.7	10000	大功率型
LM308	1	10	36	1	2	0.15	0.3	5	高精度、低失调型,双极
LM312	1	10	40	1	2	0.15	0.3	5	已补偿的 308
LM318	1	10	40	200	4	7	15	10	经典电路
LM343	1	10	68	10	2	2.5	1	10	高电压型
LM344	1	10	68	19	2	30	10	10	高电压型
LM833	2	10	36	200	0.3	7	15	10	双极
LM6364	1	5	36	2 μA	2	300	160	30	双极,高速型
LT1006A	1	2.7	44	0.5	0.04	0.4	1	20	双极,单电源,高精度型
LT1028A	1	8	44	50	0.01	15	75	20	双极,高精度、低噪声型
LT1013C	2	4	44	2	0.06	0.4	0.8	25	双极,单电源型
MC33078	2	10	36	150	0.15	7	16	20	双极
MC34071A	1	3	44	50	0.5	10	4.5	25	双极
MC34181	1	3	36	0.05	0.5	10	4	8	结型场效应管,高速,小功率,低漂移型
NE5534	1	6	44	300	0.5	6	10	20	双极
OP-07E	1	6	44	3.8	0.03	0.17	0.6	10	高精度,低噪声型
OP-37E	1	8	44	35	0.01	17	63	20	高精度,低噪声型
OP-77E	1	6	44	1.5	0.01	0.3	0.6	12	OP-27 的改进型
OP-90E	1	1.6	36	3	0.05	0.01	0.02	6	小功率型
OP-97E	1	4.5	40	0.1	0.01	0.2	0.9	10	小功率型
TL051C	1	10.5	36	0.1	0.6	24	3	30	结型场效应管,高速,低漂移型
TL061C	1	4	36	0.2	3	3.5	1	5	结型场效应管,小功率型
TLC272A	2	3	18	1 pA	—	4.5	2.3	10	四运放封装 CMOS 型
TL279C	4	3	18	0.1 pA	0.4	4.5	2.3	10	CMOS,小功率型

D.10 常用 4000 系列逻辑集成电路

4001	四 2 输入端或非门	4051	八选一模拟开关
4002	双 4 输入端或非门	4052	双四选一模拟开关
4006	18 位串入/串出移位寄存器	4053	三组二路模拟开关
4007	双互补对加反相器	4063	四位数字比较器
4009	六反相缓冲/变换器	4066	四传输门
4010	六同相缓冲/变换器	4068	八输入端与非门/与门
4011	四 2 输入端与非门	4069	六反相器
4012	双 4 输入端与非门	4071	四 2 输入端或门
4013	双主 – 从 D 型触发器	4072	双 4 输入端或门
4014	8 位串入/并入 – 串出移位寄存器	4073	三 3 输入端与门
4015	双 4 位串入/并出移位寄存器	4075	三 3 输入端或门
4016	四传输门	4077	四 2 输入端异或非门
4017	十进制计数/分配器	4078	八输入端或非门/或门
4018	可预置 1/N 计数器	4081	四 2 输入端与门
4020	14 级串行二进制计数/分频器	4082	双 4 输入端与门
4021	8 位串入/并入 – 串出移位寄存器	4093	四 2 输入端施密特触发器
4022	八进制计数/分配器	4094	8 位移位存储总线寄存器
4023	三输入端与非门	4099	8 位可寻址锁存器

(续表)

4024	7级二进制串行计数/分频器	4511	BCD锁存,7段译码,驱动器
4025	三3输入端或非门	4512	八路数据选择器
4027	双J-K触发器	4514	4位锁存,4线-16线译码器
4028	BCD码十进制译码器	4515	4位锁存,4线-16线译码器
4029	可预置可逆计数器	4516	可预置4位二进制加/减计数器
4030	四异或门	4518	双BCD同步计数器
4040	12级二进制串行计数/分频器	4520	双4位二进制同步加计数器
4042	四锁存D型触发器	4521	24级分频器
4043	三态R-S锁存触发器("1"触发)	4528	双单稳态触发器
4047	无稳态/单稳态多谐振荡器	4538	精密双单稳态触发器
4049	六反相缓冲/变换器	4584	六施密特触发器
4050	六同相缓冲/变换器	4585	4位数值比较器

D.11 常用7000系列逻辑集成电路

7400	四2输入端与非门	74138	3线8线译码器/数据分配器
7402	四2输入端或非门	74139	双2-2线译码器/数据分配器
7404	六反相器	74145	BCD－十进制译码/驱动器
7406	六高压输出反相器	74148	8线3线优先编码器
7408	四2输入端与门	74150	16选1数据选择/多路开关
7410	三3输入端与非门	74151	8选1数据选择器
7411	三3输入端与门	74153	双4选1数据选择器
7414	六施密特触发反相器	74155	双4选1输出译码器
7420	双4输入端与非门	74156	开路输出译码器/分配器
7421	双4输入端与门	74158	反相输出四2选1数据选择器
7426	四2输入端高压输出与非门	74159	4线16线译码器/数据分配器
7427	三3输入端或非门	74161	四位二进制同步计数器
7430	8输入端与非门	74163	全四位二进制同步计数器
7432	四2输入端或门	74164	八位并行输出移位寄存器
7433	四2输入端或非缓冲器	74166	八位并入移位寄存器
7438	四2输入端与非缓冲器	74169	四位加/减同步计数器
7442	4-10线译码器	74378	单边输出公共使能六D锁存器
7445	BCD－十进制编码器/驱动器	74390	双十进制计数器
7447	BCD-7段译码器/驱动器	74293	二/八分频四位二进制计数器
7451	2-2输入端双与或门	74173	三态输出四位D型寄存器
7473	带清除负触发双J-K触发器	74174	带公共时钟和复位六D触发器
7474	带置位复位正触发双D触发器	74175	带公共时钟和复位四D触发器
7475	四位双稳态锁存器	74191	四位同步加减计数器
7485	四位数字比较器	74193	四位二进制双时钟可逆计数器
7486	2输入端四异或门	74194	四位双向通用移位寄存器
7492	12分频计数器	74195	四位并行通道移位寄存器
74107	带清除主从双J-K触发器	74221	双/单稳态多谐振荡器
74109	带预置清除正触发双J-K触发器	74240	八位三态缓冲器/驱动器
74112	带预置清除负触发双J-K触发器	74241	八位缓冲器/驱动器

（续表）

74121	单稳态多谐振荡器	74243	四同相三态总线收发器
74122	可再触发单稳态多谐振荡器	74244	八同相三态缓冲器/驱动器
74123	双可再触发单稳态多谐振荡器	74245	八同相三态总线收发器
74124	双电压控制振荡器	74251	三态输出数据选择器/数据分配器
74125	三态输出高有效四总线缓冲门	74253	三态输出双 4 选 1 数据选择器/数据分配器
74126	三态输出低有效四总线缓冲门	74257	三态原码四 2 选 1 数据选择器/数据分配器
74128	2 输入端四或非门	74258	三态反码四 2 选 1 数据选择器/数据分配器
74132	2 输入端四与非施密特触发器	74259	八位可寻址锁存器
74136	2 输入端四异或门	74521	八位比较器
74266	2 输入端四异或门	74540	八位输出总线缓冲器
74273	带公共时钟复位八 D 触发器	74541	八位输出总线缓冲器
74279	四输出 S-R 锁存器	74573	八位三态输出触发器
74280	九位奇偶校验发生器	74574	八位三态输出 D 触发器
74283	四位二进制全加器	74590	八位二进制三态输出寄存器
74298	四 2 输入多路带存储开关	74595	八位输出锁存移位寄存器
74348	三态输出 8 线 3 线优先编码器	74640	八进制总线反相收发器
74365	三态输出六同相线驱动器	74641	八进制总线同相收发器
74367	使能输入三态六同相线驱动器	74645	三态输出八同相总线收发器
74373	三态同相八 D 锁存器	74646	三态输出八进制总线收发器
74374	三态反相八 D 锁存器	74670	三态输出 4×4 寄存器堆
74375	四位双稳态锁存器	74688	八位数字比较器

D.12　半导体编码

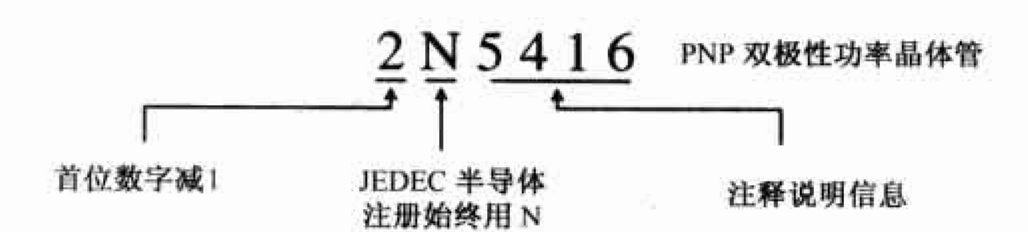


图 D.1　电子工程设计发展联合协会代码

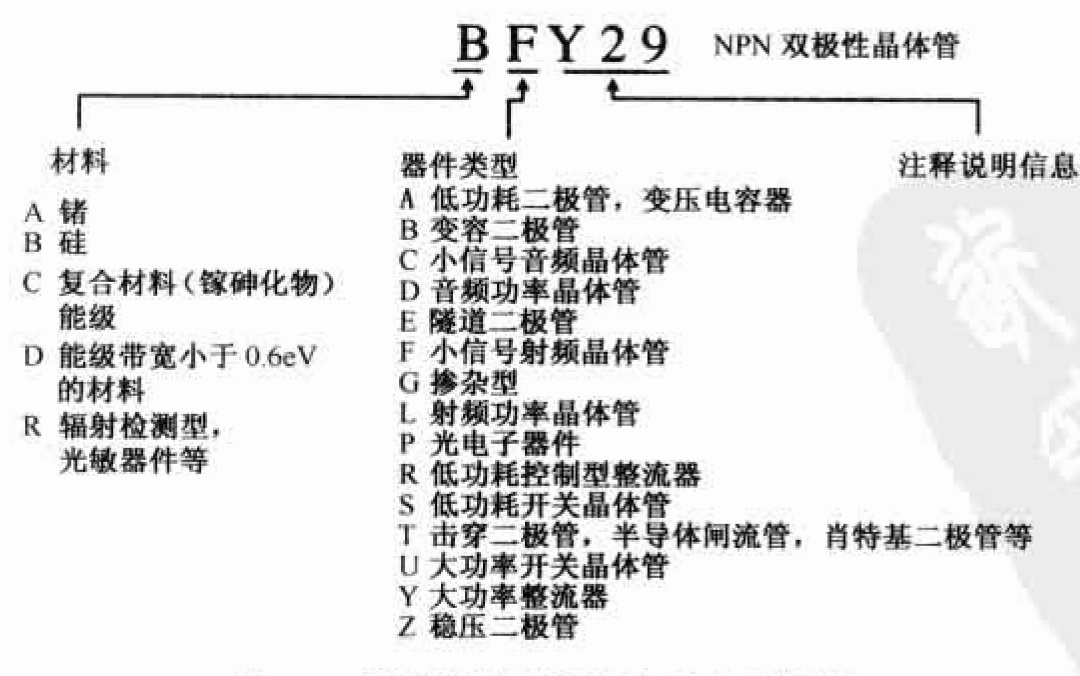


图 D.2　欧洲半导体代码(电子产品代码)

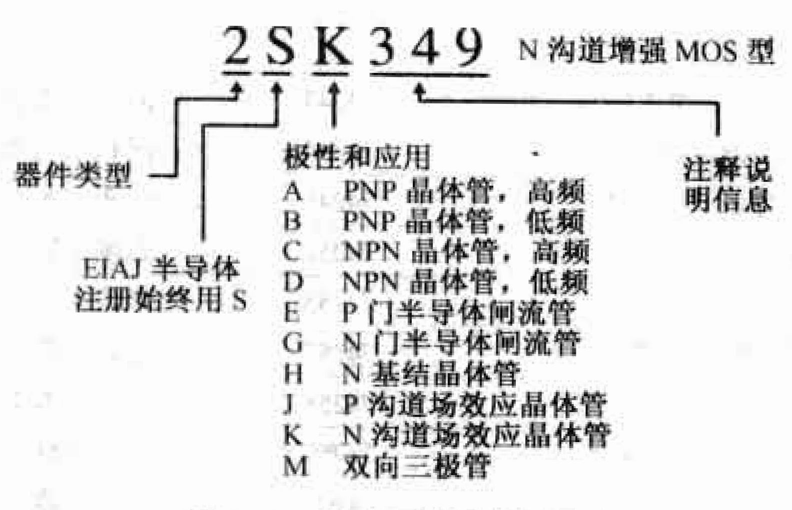


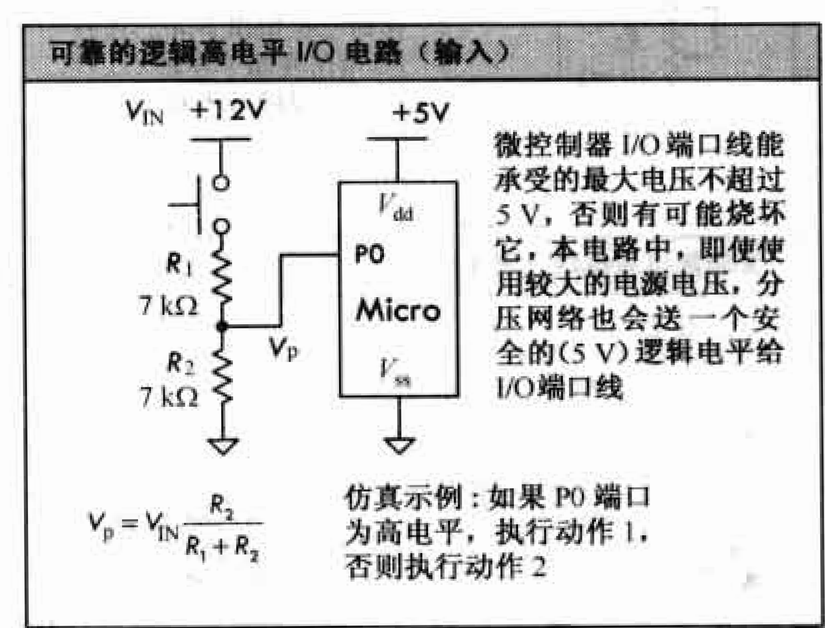
图 D.3 日本工业标准(JIS)

一本好的半导体资料文献要包括欧洲和日本的器件列表,同时也会提供给读者本国生产的合适的替代产品清单。

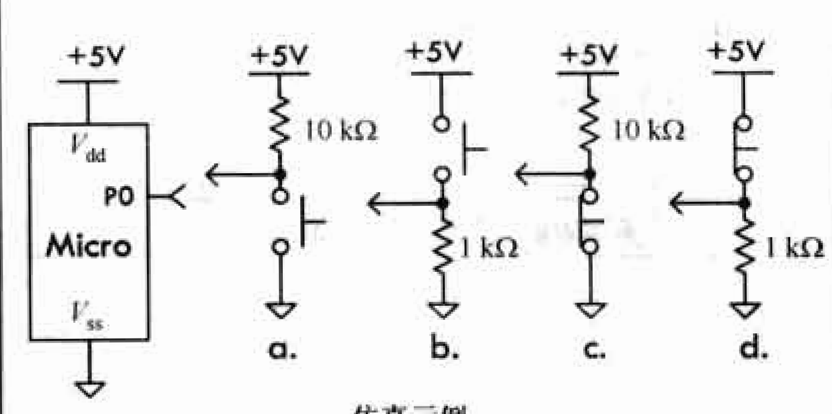
很多半导体装置并不是跟随先前的代码进行标码的。它们由装置的生产商设计的代码来进行标识。比如 Motorola 用 MJ*xxxx* 来表示功率晶体管(金属型),用 MPS*xxxx* 表示低功耗晶体管(塑封型),并用 MRF 表示高频、极高频和微波晶体管。同样地,德州仪器公司用 TIP*xxxx* 表示功率晶体管(塑封型)和用 TI*xxxx* 表示小信号晶体管(塑封型)。

附录 E　微控制器电路

本附录将介绍微控制器输入/输出接口电路，示例中的代码均是简单的伪代码。实际中所用的代码，由所选微控制器的编程语言编写。



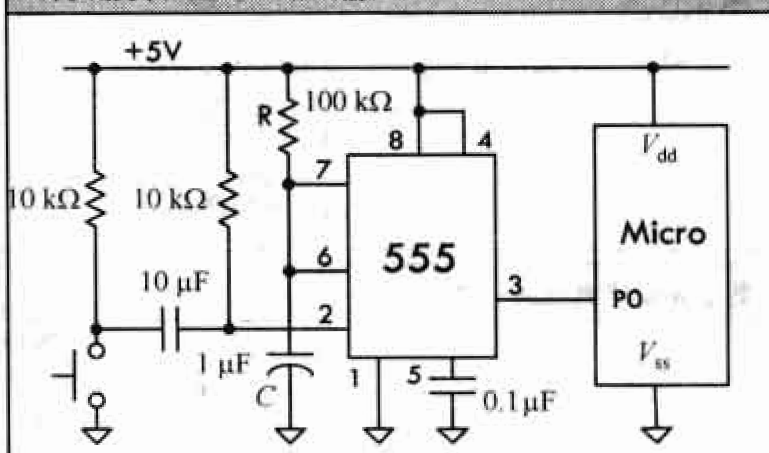




a. 低电平有效网络
b. 高电平有效网络
c. 高电平有效网络
d. 低电平有效网络

仿真示例：
a. 如果 P0 端口是 0，则开关闭合
b. 如果 P0 端口是 1，则开关闭合
c. 如果 P0 端口是 1，则开关闭合
d. 如果 P0 端口是 0，则开关闭合

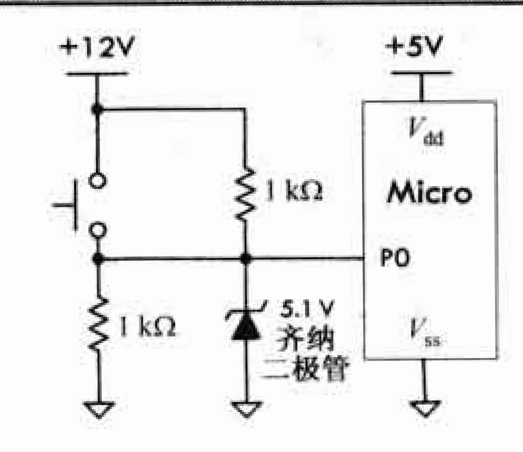
开关防抖和延时电路（输入）



电路有两方面用途：用做开关防抖，可消除由于抖动造成错误的高 / 低状态输入；用做延时，当开关按下后，控制器还可兼顾到其他任务，555 构成单稳态触发器，RC 时间常数决定了延时时间

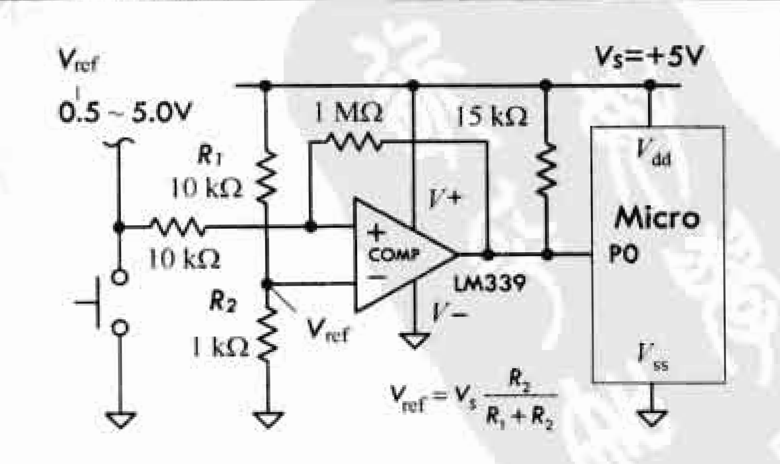
注：也可编程防止开关抖动，一些微控制器拥有该方面的专用程序

输入电压调节电路（输入）



如果某较高电压源产生的开关信号超过了微控制器的安全电压，微控制器可通过稳压二极管将电压稳定在安全范围内。本电路使用的是 5.1 V 的稳压二极管

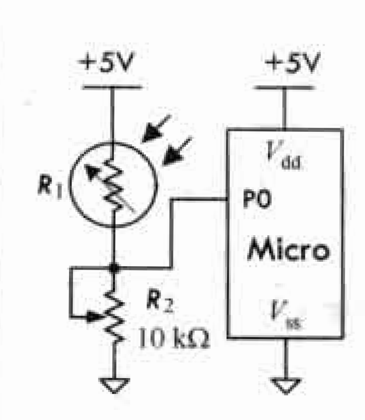
低电平触发电路（输入）



微控制器无法将一些很微弱的电压信号当做高电平直接接收，利用本电路则可检测这些微弱的电压信号。电路使用了一个比较器，其参考电压可由上面的分压公式计算

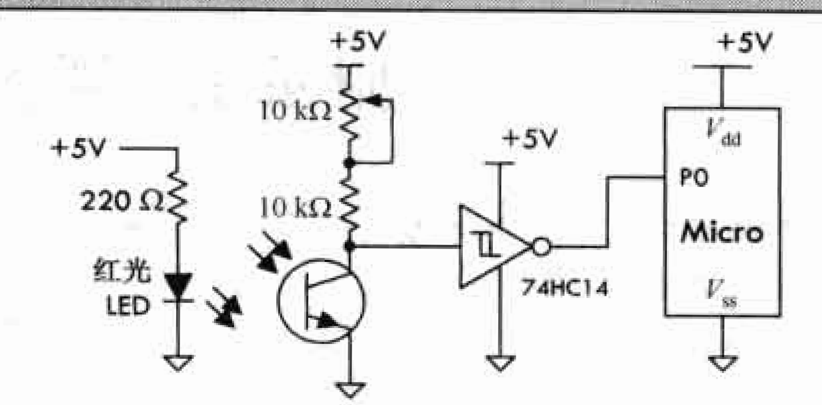
图 E.1

光线开关监测电路（输入）



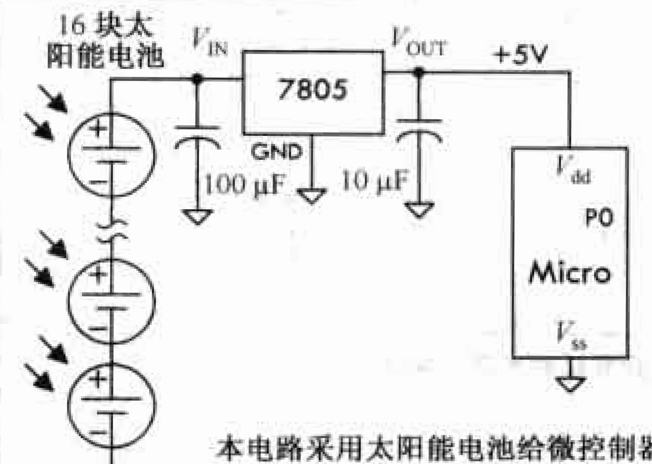
无光照时，R_1 的电阻很大，使得P0处电位值接近零，微控制器将其当做逻辑0接收；有光照时，R_1 电阻下降，且P0电压升高（逻辑1）。可用做灵敏度检验

光照检测电路（输入）



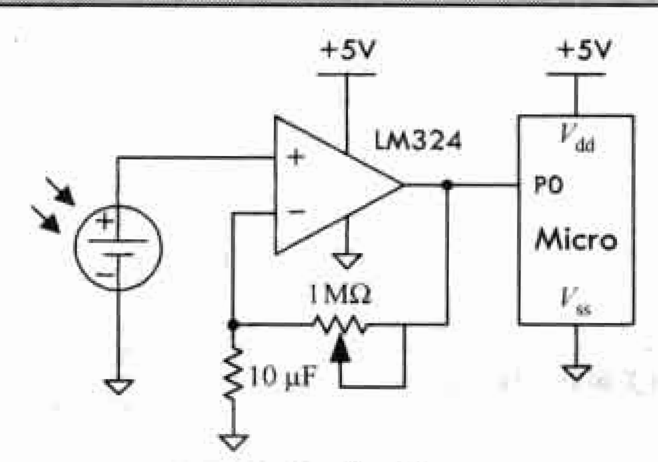
光照检测电路使用了光电晶体管，当有光线时，晶体管中产生电流。这个装置可用来检测光敏度。采用施密特触发器，可消除由于振荡产生的错误输入信号

太阳能电源电路（电源）



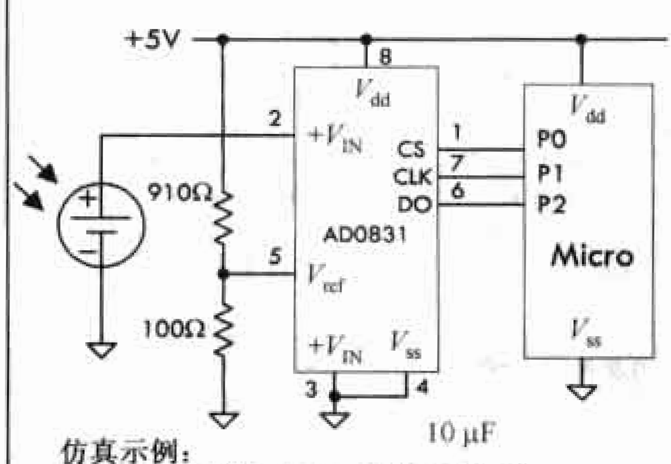
本电路采用太阳能电池给微控制器供电。每块电池接收太阳光照能产生0.5 V电压，串联16块可获得8 V电压，经7805调压器进行降压和稳压，电容器用来消除电源耦合

感光检测电路（输入）



太阳能电池属于光敏元件，其产生的电压经过LM324运算放大器同相放大后，输入到微控制器。此电路通常被用于光波通信接收器

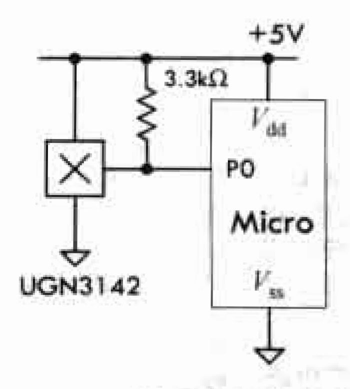
数字光强检测电路（输入）



仿真示例：
变量 x，CS端低电平，选通0831，发送启动脉冲至CLK，对于 $x=1\sim8$，进行如下步骤：
发送1个时钟脉冲，$x=x\times2$ 左移一位，$x=x+$（P0端口有逻辑电平）将 x 与得到的下一位数据相加，送高电平给CS，禁用0831

电路使用AD0831模/数转换器检测光强，转换器的参考电压为0.5 V，等于一块太阳能电池的最大输出电压。AD0831是8位逐次逼近式模数转换器，只需使用3根线与微控制器连接。片选信号（CS）低电平有效，有效时启动转换过程。DO是数据线，CLK端口每触发一次，DO端口就串行的输出一位数据。转换时，CLK端口必须先触发一次，启动转换，之后每触发一次，产生一位数据

霍尔效应数字传感器电路（输入）

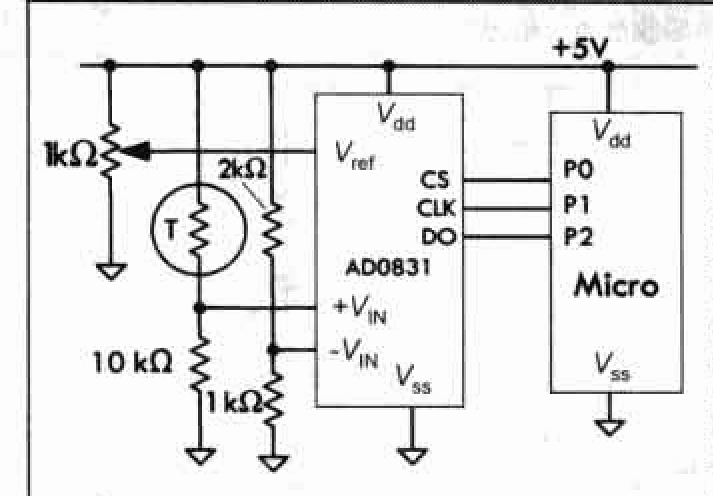


图示为UGN3142霍尔效应数字式传感器（带有施密特触发器），由Allegro Microsystems生产，可检测小于32高斯[①]的磁场分布。当检测到给定的磁场强度时，输出状态发生改变。有很多不同种类的霍尔效应传感器，一些是线性的（输出电压同磁场呈线性关系），另一些具有类似触发器的特征（必须用相反磁场来切换回原态）

图 E.2

① 1高斯(Gs) = 10^{-4}特斯拉(T)——编者注。

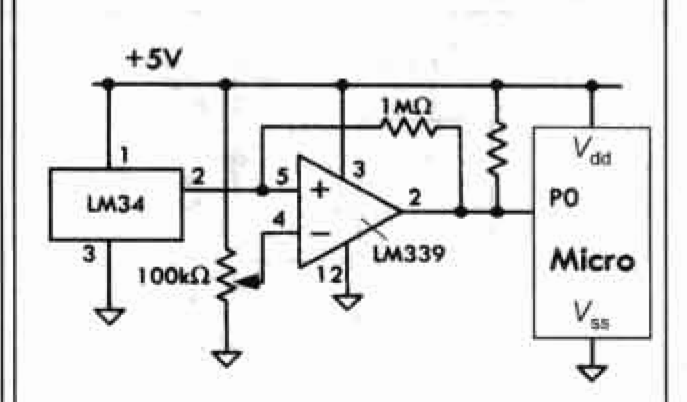
测温电路（输入）



此电路采用 AD0831 模/数转换器，将热敏电阻分压器送来的输入电压转换成一组二进制数据流。温度改变时，热敏电阻的阻值改变。片选信号（CS）低电平有效，有效时启动转换过程。DO 是数据线，CLK 端口每触发一次，DO 端口就串行的输出一位数据。转换时，CLK 端口必须先触发一次，启动转换，之后每触发一次产生一位数据

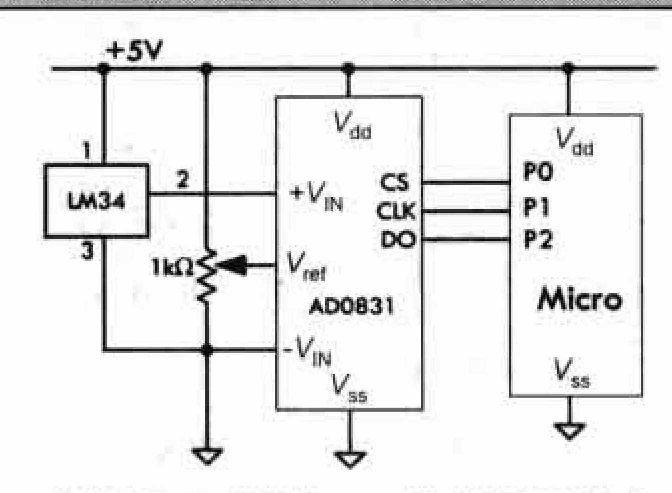
仿真示例：
变量 x，CS 端低电平，选通 0831，发送启动脉冲至 CLK，对于 x=1~8，进行如下步骤：
发送 1 个时钟脉冲，$x=x\times2$左移一位，$x=x+$（P0 端口有逻辑电平）将 x 与得到的下一位数据相加，送高电平给 CS，禁用 0831

温度切换电路（输入）



此电路采用(美国)国家半导体公司的LM34温度传感器，校准后可获得良好的线性度 10mv/°F。图中由变阻器为比较器提供参考电压，经过校准，当 LM34 到达预设电压 / 温度值时，可切换状态

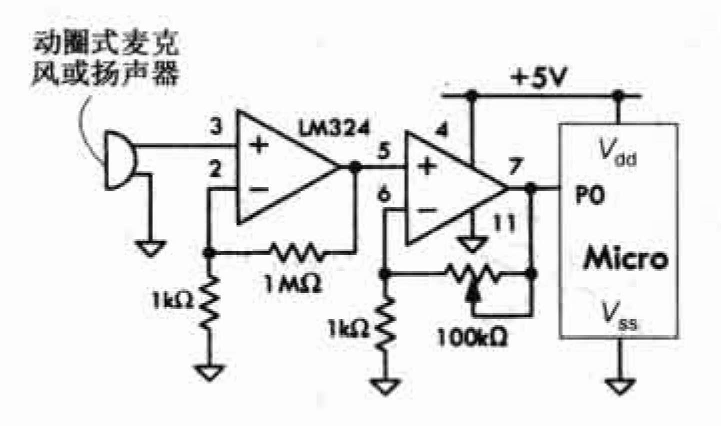
温度测量电路（输入）



此处采用 A/D 转换将 LM34 送来的电压转换成数字量，然后由微控制器以预定的速率采样

仿真示例：定义两个变量，低电平使能 0831，发送高电平到CLK输入端，设置 $x=0$，从 1~8 循环执行

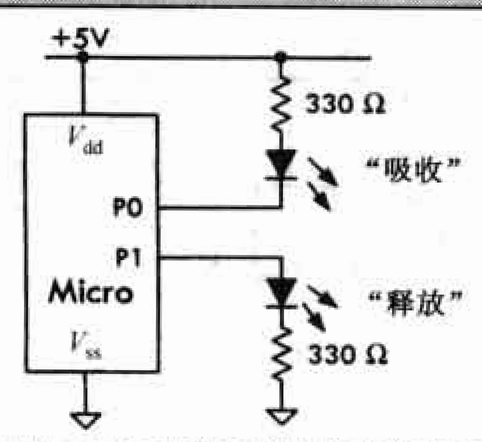
声控开关检测电路（输入）



此电路采用 LM324 比较器集成电路，连接到动圈式麦克风或扬声器上。通过设置，当达到所需声音电平——由变阻器决定，输出突变，送高电平到微控制器

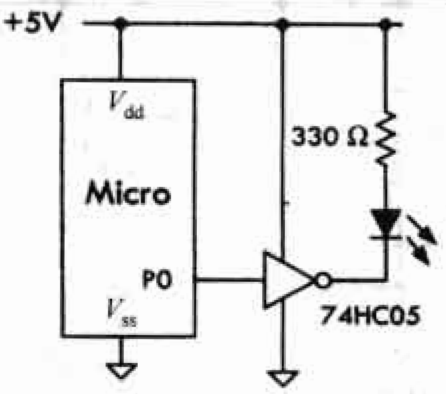
图 E.3

最大吸收／释放电流（输出）



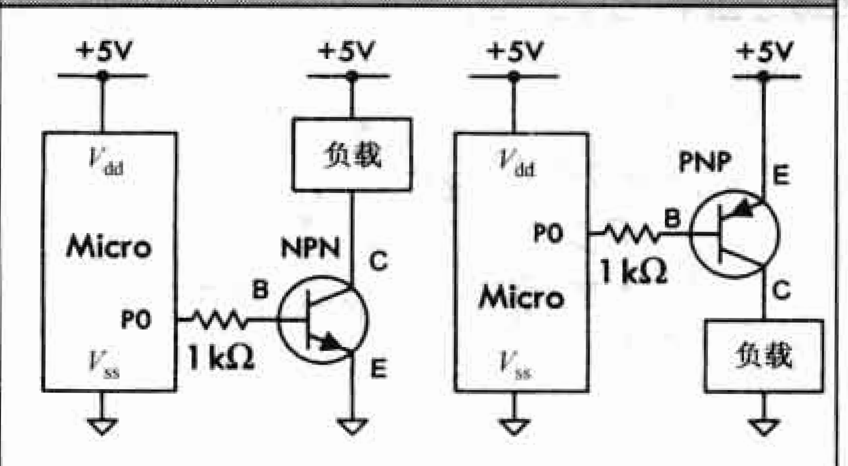
典型的控制器 I/O 端口线单个能吸收和释放的电流值仅约20 mA。如上图所示，该电流足够驱动一个普通的LED。当P0端口为低电平时，上方的LED被点亮——电流穿过微控制器流入大地。当P0端口为高电平时，下方的LED被点亮——电流从微控制器的P1端口流出，经过LED和电阻，流入大地

扩大输出吸收能力（输出）



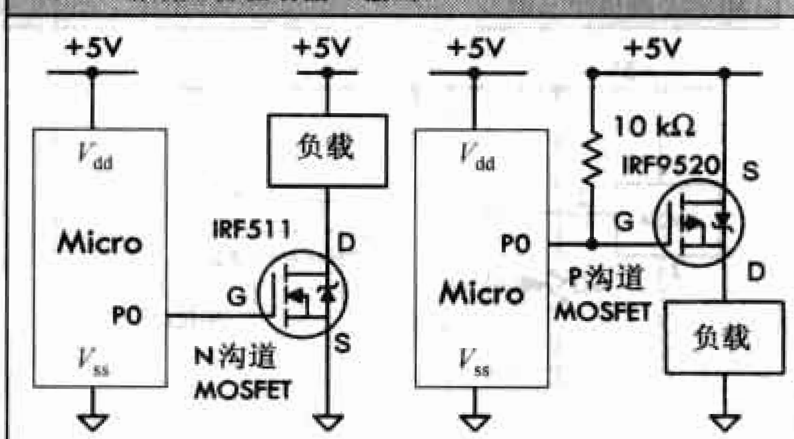
单个典型的微控制器 I/O 端口线在正常情况下，只能承受约 20 mA 的电流。该电流值足以驱动一个普通的 LED，但是当驱动一个红外 LED 时，需要的是 100 mA 甚至更大的电流。本电路利用一个反相缓冲器处理大额的吸收电流，当通过 P0 端口将它的输入设为高电平时，它的输出变为低电平，电流就会通过它流入大地。另外，也可以使用集电极开路输出的 74HC05 反相缓冲器，将多路输出连接在一起

双极驱动器电路（输出）



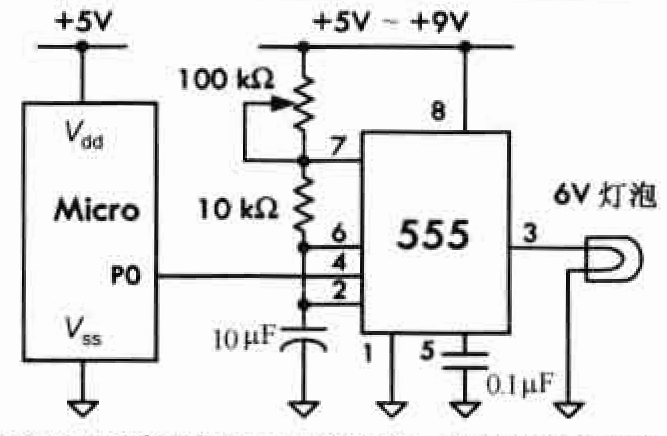
双极晶体管常用来接通或者断开负载。在左边的电路中，当P0端口为高电平时，NPN型晶体管导通——C和E极间为低阻状态。在右边的电路中，当P0端口为低电平时，PNP型晶体管导通。微控制器 I/O 端口可以给双极晶体管提供足够的基极电流。选择晶体管时，要注意电压/电流等级是否与负载匹配

MOS 场效应管驱动器（输出）



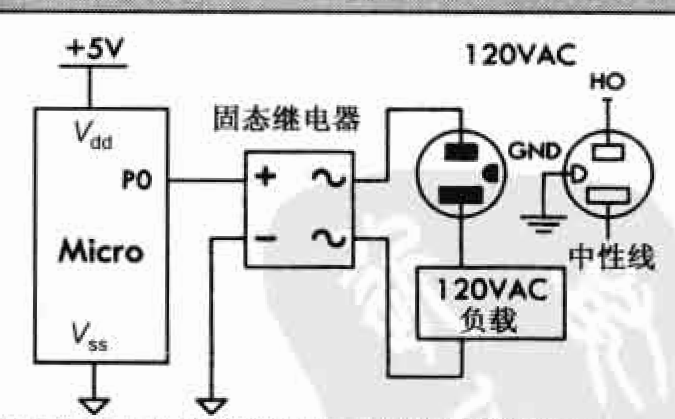
MOS 场效应管的导通电阻值（毫欧级）要远小于双极晶体管的导通电阻（10～100 倍的毫欧），这意味着 MOS 场效应管驱动器的压降小，可以承受更大的电流。此外，它具有高输入阻抗，几乎不从控制器的 I/O 引脚吸收电流。有些MOS场效应管可以承受60 A甚至更大的电流。在左边的电路中，P0 端口为高电平时，N 沟道 MOS 场效应管导通；而在右边的电路中，P0端口为低电平时，P沟道 MOS场效应管导通。可以使用分离负载，在电路中有感性负载时，尤其值得推荐

专用闪光电路（输出）



通过编程可以实现灯和 LED 的闪烁，但是它会占用处理器的时间和代码存储空间。所以可以选择图示的专用 555 闪光电路。555 可以被设定在一个稳定模式，控制灯按某个频率闪烁，这个频率由变阻器设定。当 P0 端口为低电平时，闪光器不工作

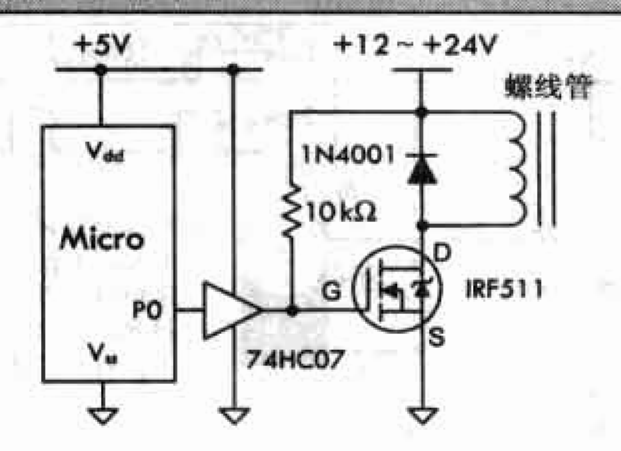
负载驱动（输出）



由低直流电压控制动作的固态继电器，可被用来接通和切断 120 V 的交流负载，例如 75 灯（原文如此），或者计算机、烤箱等。除了本图所示的类型外，还有许多其他类型的、不同构造的固态继电器。大多数都使用内置光隔离电路，将数字边与高压边隔离开。上图中，P0 端口为高电平时，正逻辑继电器接通。在使用前，可咨询生产商，获取推荐使用的操作指令

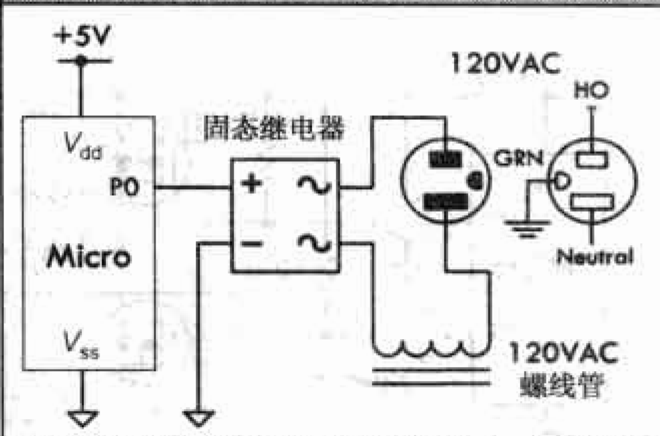
图 E.4

螺线管驱动（输出）



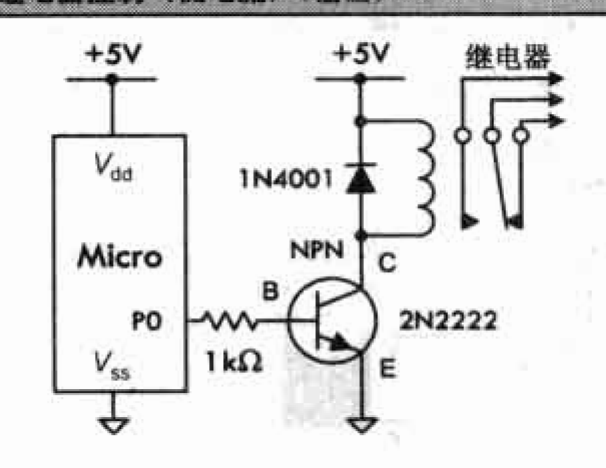
螺线管电磁装置由螺线管（缠绕着磁心的线圈）和一块可移动的铁或钢块组成。当线圈内有电流时，螺线管被磁化，吸引衔铁朝它移动。这种装置可用做机械开关，液压和气压螺旋管。阀门就是利用螺线管控制阀门的开启和闭合。上面的电路中，使用了 MOSFET 驱动，75HC05 缓冲器（用来保护控制器和扩大电路的驱动力）为螺线管供电。二极管可以消除瞬变电压。P0 端口为高电平时，MOSFET 导通，线圈管激活

120V 交流螺线管驱动（输出）



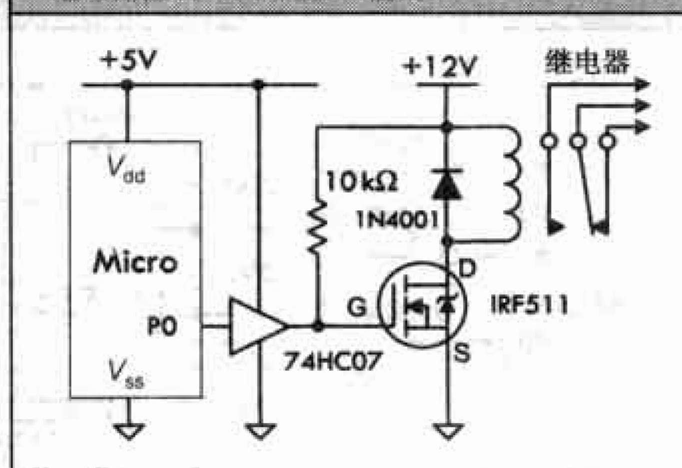
由低直流电压控制动作的固态继电器，可被用来接通和切断 120 V 的交流负载。除了本图所示的类型外，还有许多其他类型不同构造的固态继电器。大多数都使用内置光隔离电路，将数字边与高压边隔离开。图中，P0端口为高电平时，正逻辑继电器接通。在使用前，可咨询生产商，获取推荐使用的操作指令

继电器控制（低电流）（输出）



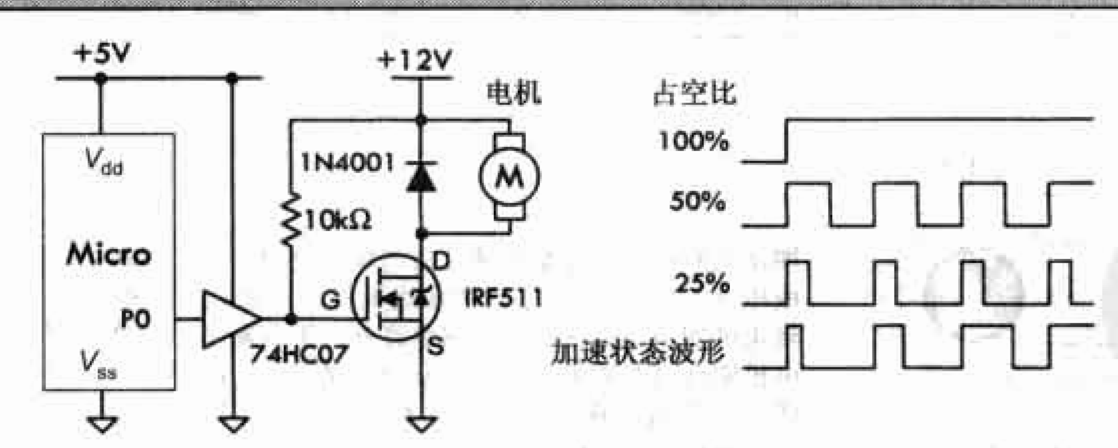
当P0端口为高电平时，双极型 NPN 晶体管导通，电流流过继电器线圈，继电器发生动作。二极管可消除继电器线圈动作时产生高压感应尖峰

继电器控制（大电流）（输出）



在应用大电流时，比如一个 12 V 的继电器，MOSFET 晶体管要比双极型晶体管更适合。图中，微控制器通过74HC07 缓冲器驱动 N 沟道 MOSFET。二极管用来消除继电器线圈动作时产生高压感应尖峰。P0端口为高电平时，MOSFET 导通，继电器动作

直流电机控制（输出）



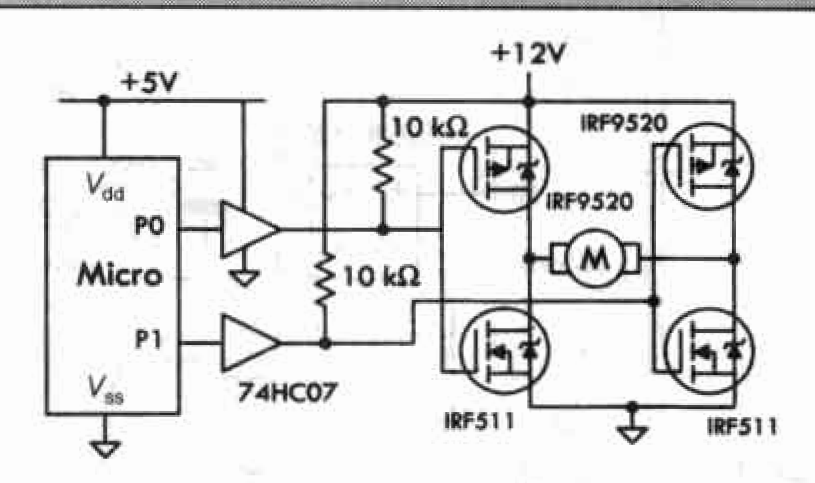
仿真示例伪代码段：

```
Declare variables x
'100% duty cycle
Set P0 = 1  '100% duty cycle
'50% duty cycle
For x = 1 to 200
  Set P0 = 1
  Pause 5  'ON for 5 milliseconds
  Set P0 = 0  'Set pin 0 LOW
  Pause 5  'OFF for 5 milliseconds
'25% duty cycle
For x = 1 to 100
  Set P0 = 1  'Set pin0 HIGH
  Pause 5  'ON for 5 milliseconds
  Set P0 = 0  'Set pin 0 LOW
  Pause 15  'OFF for 15 milliseconds
Next
'Accelerating
For x = 100 to 1
  Set P0 = 1  'Set pin0 HIGH
  Pause 15  'ON for 15 milliseconds
  Set P0 = 0  'Set pin0 LOW
  Pause x
Next
```

P0 端口为高电平时，MOSFET 导通，使电流流过电机。缓冲器和二极管起到保护微控制器的作用，可消除电机产生瞬变感应尖峰。通过脉宽调制（PWM）可控制电机的速度。100% 占空比，50% 占空比和 25% 占空比的波形，还有加速状态的波形，均在图中给出。右边提供了产生这些波形的仿真示例伪代码段

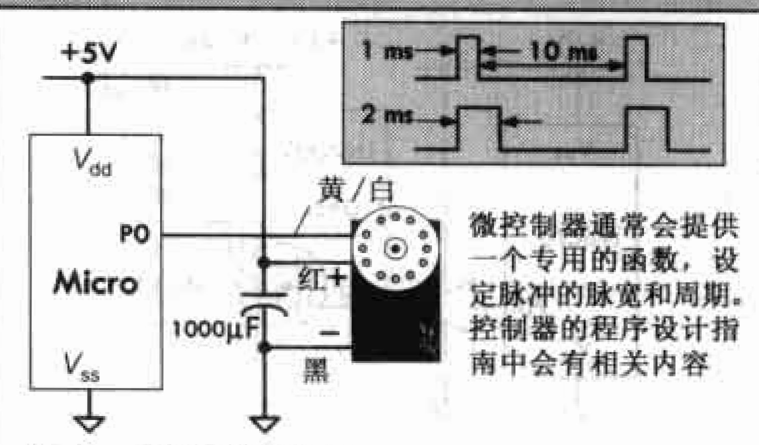
图 E.5

电机转向控制（输出）



由 MOSFET 组成的 H 形桥式电路可提供直流电机的正转和反转控制。H 形桥式电路可采取内置的动力制动行为，更有效地控制电机。为了使电机固定在同一转向，需将 P0 端口设为低电平，P1 端口为高电平。可用光隔离器取代缓冲器（74HC07），达到更好的电气隔离效果，将电路中的电机部分隔离开

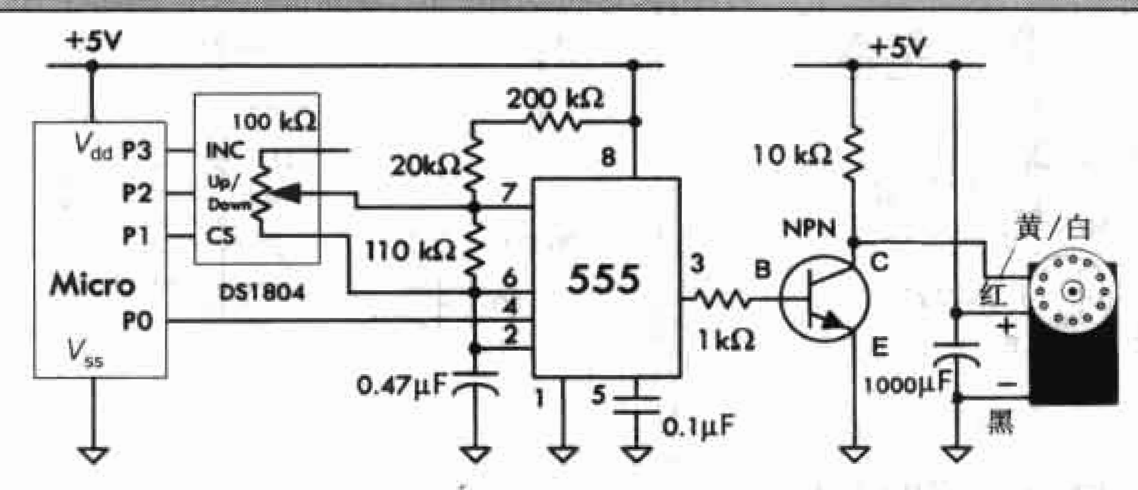
基本的伺服控制器（输出）



微控制器通常会提供一个专用的函数，设定脉冲的脉宽和周期。控制器的程序设计指南中会有相关内容

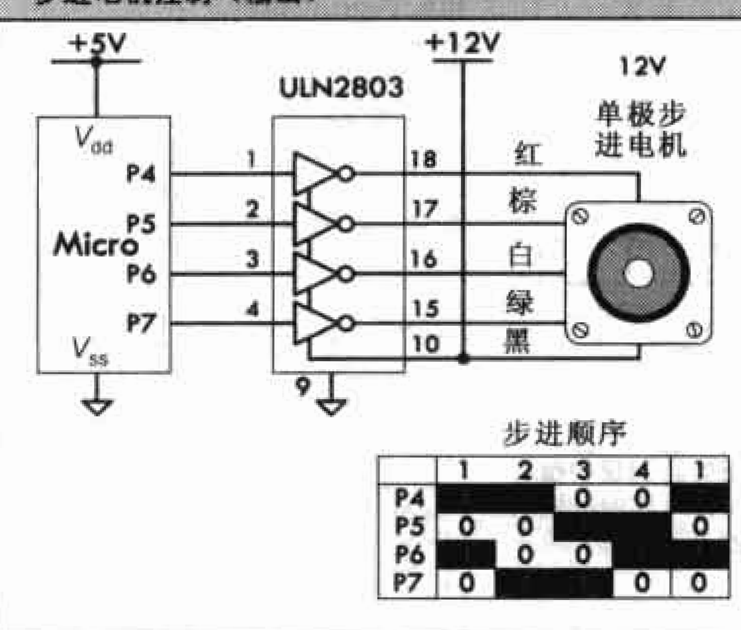
本图中，使用控制器控制一个电流值相对较小的伺服控制器，P0 端口发送控制信息。间隔 10 ms、持续 1 ms 的脉冲流，可驱动伺服器的轴转向极限。持续 2 ms 的控制脉冲（间隔同前）可驱使伺服器的轴转向相反的极限方向。介于两者之间的任意持续时间，可驱动转轴转向介于两个极限方向之间任意方向。当脉冲消失后，伺服器回到原位

带有 555 定时器的优化伺服控制器（输出）



伺服器需要接收连续的、速度为 10 ms 的脉冲来保持转轴的位置。脉冲的持续时间决定了转轴的位置。通常情况下，1 ms 和 2 ms 分别使转轴达到两个极限位置。前面介绍的电路使用微控制器产生脉冲流，但是，这样会占用处理器的时间，如果微控制器正在处理其他任务，伺服器的动作就无法被顾及到。采用专用 555 定时器产生脉冲流可以优化电路。变阻器可用来设置脉冲的持续时间

步进电机控制（输出）

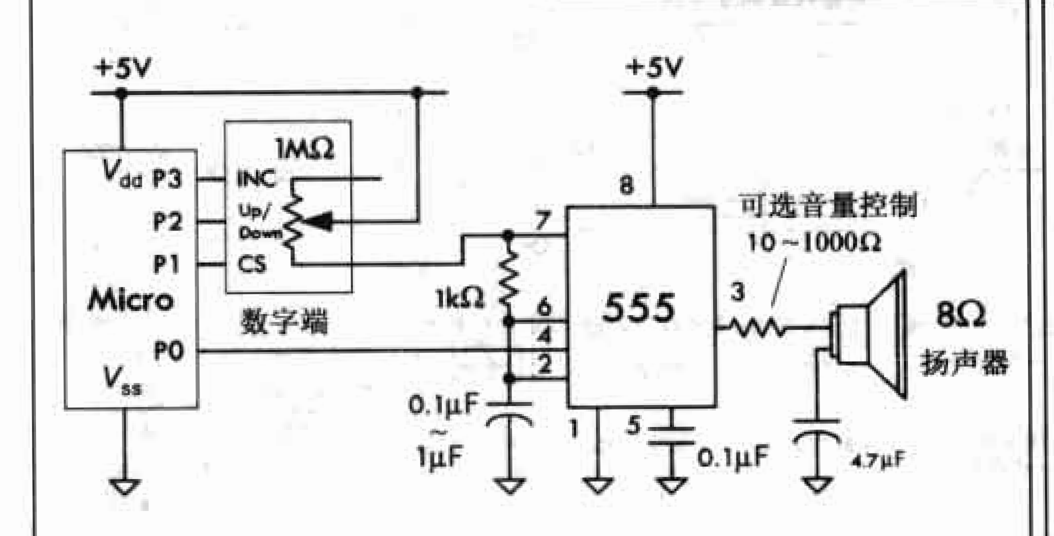


	1	2	3	4	1
P4			0	0	
P5	0	0			0
P6		0	0		
P7	0			0	0

图示电路中，微控制器通过集电极开路 TTL 驱动集成电路，控制一台 12 V 的步进电机。左边列出了旋转电机的步进顺序。除本图电路外，不少新型的步进电机驱动电路都带有许多必要的附属配件。最好可以通过互联网，获取最新的技术，并且学习各种驱动步进电机的示例代码

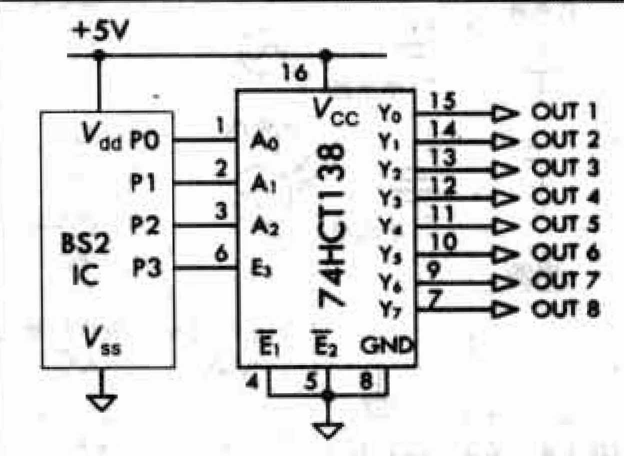
图 E.6

扩音器音量驱动（输出）



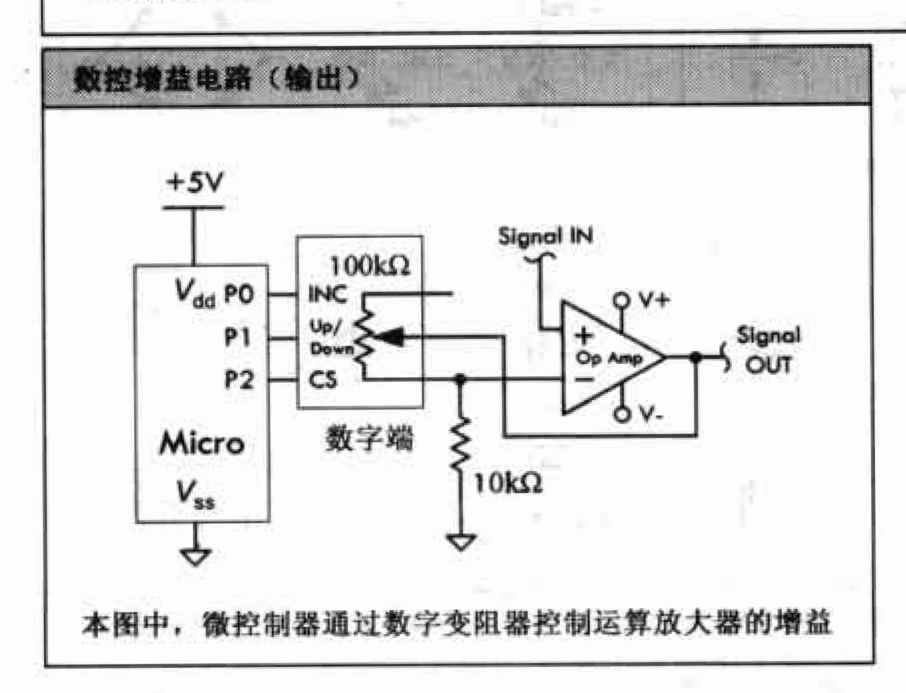
本电路使用 555 作为音频振荡发生器。P0 端口送一个高电平给 555 的引脚 4（复位端），555 会产生一串脉冲，频率由 RC 电路决定。P0 端口仅用做使能端，以便控制器可完成其他任务。数字变阻器可用来控制音调的高低

4 线 8 输出（输出）



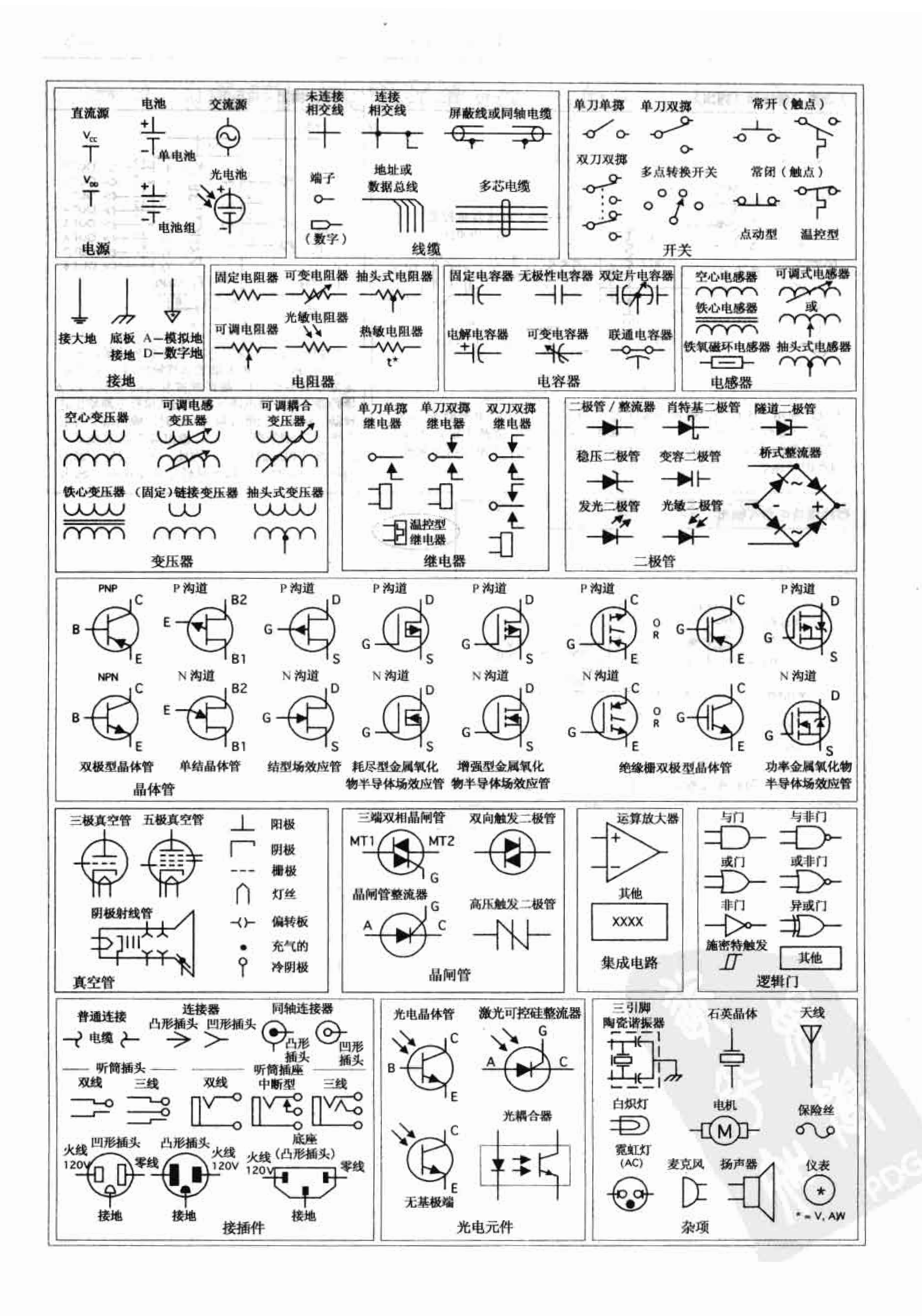
本电路使用 3-8 线的 74HCT138 译码器。它由 A_0、A_1 和 A_2 三根地址线选择输出端，其中 A_0 是最低有效位。E_1 端必须被置为高电平，以便译码器工作。该电路同样可用做串行电路输出选择器。例如，当地址端为 010 时，输出端 2 为低电平，E_1 端每触发一次，输出端 2 跟着变动一次状态（相反的状态）。因此，通过设定正确的地址，可以将串行数据从任意期望的端口输出

数控增益电路（输出）



本图中，微控制器通过数字变阻器控制运算放大器的增益

图 E.7



直流源
电池
交流源
单电池
光电池
电池组
电源
未连接相交线
连接相交线
屏蔽线或同轴电缆
端子
地址或数据总线
多芯电缆
(数字)
线缆
单刀单掷
单刀双掷
常开(触点)
双刀双掷
多点转换开关
常闭(触点)
点动型
温控型
开关
接大地
底板接地
A—模拟地
D—数字地
接地
固定电阻器
可变电阻器
抽头式电阻器
可调电阻器
光敏电阻器
热敏电阻器
电阻器
固定电容器
无极性电容器
双定片电容器
电解电容器
可变电容器
联通电容器
电容器
空心电感器
可调式电感器
铁心电感器
或
铁氧磁环电感器
抽头式电感器
电感器
空心变压器
可调电感变压器
可调耦合变压器
铁心变压器
(固定)链接变压器
抽头式变压器
变压器
单刀单掷继电器
单刀双掷继电器
双刀双掷继电器
温控型继电器
继电器
二极管/整流器
肖特基二极管
隧道二极管
稳压二极管
变容二极管
桥式整流器
发光二极管
光敏二极管
二极管
PNP
NPN
P沟道
N沟道
双极型晶体管
单结晶体管
结型场效应管
耗尽型金属氧化物半导体场效应管
增强型金属氧化物半导体场效应管
绝缘栅双极型晶体管
功率金属氧化物半导体场效应管
晶体管
三极真空管
五极真空管
阳极
阴极
栅极
灯丝
阴极射线管
偏转板
充气的
冷阴极
真空管
三端双相晶闸管
双向触发二极管
晶闸管整流器
高压触发二极管
晶闸管
运算放大器
其他
XXXX
集成电路
与门
与非门
或门
或非门
非门
异或门
施密特触发
其他
逻辑门
普通连接
电缆
连接器
凸形插头
凹形插头
同轴连接器
凸形插头
凹形插头
听筒插头
听筒插座
双线
三线
中断型
凹形插头
凸形插头
底座(凸形插头)
火线 120V
零线
接地
接插件
光电晶体管
激光可控硅整流器
光耦合器
无基极端
光电元件
三引脚陶瓷谐振器
石英晶体
天线
白炽灯
电机
保险丝
霓虹灯(AC)
麦克风
扬声器
仪表
* = V, AW
杂项



电阻器标记

换算关系

k = 1000；M = 1 000 000

1MΩ = 1 000 000 Ω = 1×10^6 Ω

1kΩ = 1 000 Ω = 1×10^3 Ω

例：

3.3 kΩ = 3300 Ω = 3.3×10^3 Ω

22 kΩ = 22 000 Ω = 22×10^3 Ω

2 MΩ = 2 000 000 Ω = 2×10^6 Ω

1.68 MΩ = 1 680 000 Ω = 1.68×10^6 Ω

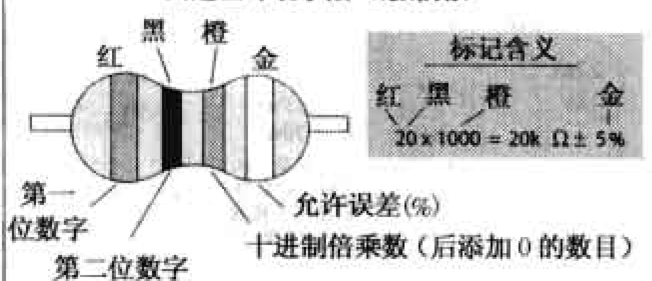
电阻色环表示法

颜色	一位有效数字	十进制倍乘数	允许误差(%)
黑	0	1	-
棕	1	10	1
红	2	100	2
橙	3	1000	-
黄	4	10 000	-
绿	5	100 000	0.5
蓝	6	1 000 000	0.25
紫	7	10 000 000	0.1
灰	8	100 000 000	-
白	9	1 000 000 000	-
金	-	0.1	5
银	-	0.01	10
无色	-	-	20

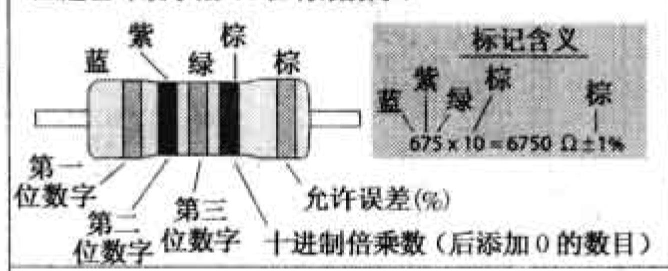
本体颜色

除了在某些情况下表示温度系数以外，电阻器的本体颜色一般不表示任何意思。但是如果发现电路中的电阻器是灰/白或蓝色时，它们可能是不易燃或可熔断电阻器。替换这类电阻器必须小心，不能用普通电阻器代替

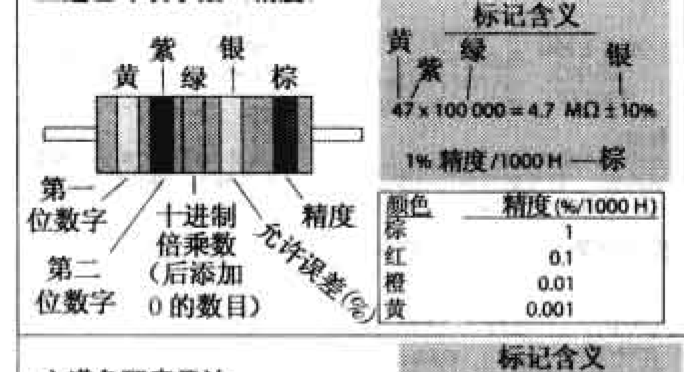
四道色环表示法（最常用）



五道色环表示法（3位有效数字）



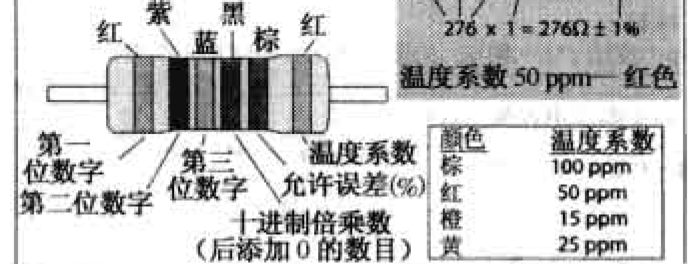
五道色环表示法（精度）



颜色	精度(%/1000 H)
棕	1
红	0.1
橙	0.01
黄	0.001



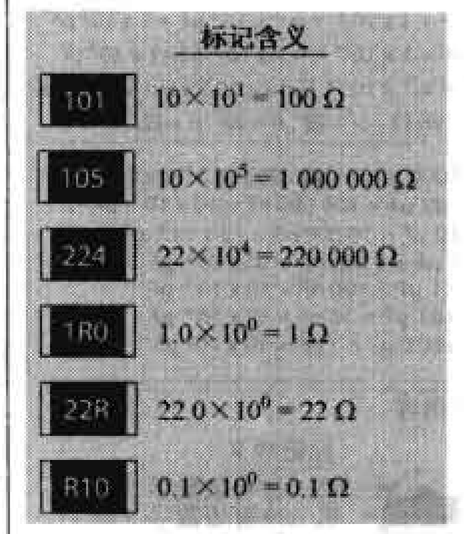
六道色环表示法



颜色	温度系数
棕	100 ppm
红	50 ppm
橙	15 ppm
黄	25 ppm

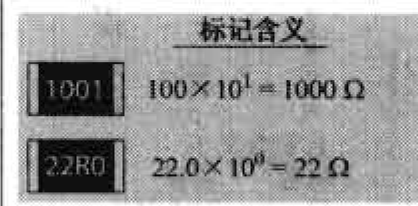
表面贴装电阻表示法

3位标记



前两位数字代表有效数字，最后一位代表倍乘数。对于100Ω以下的阻值，字母R代表一位有效数字和一个小数点（若需要的话）

4位标记



前三位数字代表有效数字，最后一位代表倍乘数。字母R代表一个小数点

精度标记

标记含义

1O1F　100 Ω ± 1%

1R0D　1.0Ω ± 0.5%

字母	允许误差
D	±0.5 %
F	±1.0 %
G	±2.0 %
J	±5.0 %

电容器标记

电容器标记

1 F = 1 x 10⁶ μ F = 1 x 10⁹ nF = 1 x 10¹² pF

1 μF = 1 x 10⁻⁶ F = 1 x 10³ nF = 1 x 10⁶ pF

1 nF = 1 x 10⁻⁹ F = 1 x 10⁻³ μF=1 x 10³ pF

1 pF = 1 x 10⁻¹² F = 1 x 10⁻⁶ μF = 1 x 10⁻³ nF

F = 法拉，μ = 微，n = 纳，p = 皮

1000 μF = 1 000 000 nF = 10 x 10⁸ pF

100 μF = 100 000 nF = 10 x 10⁷ pF

10 μF = 10 000 nF = 10 x 10⁶ pF

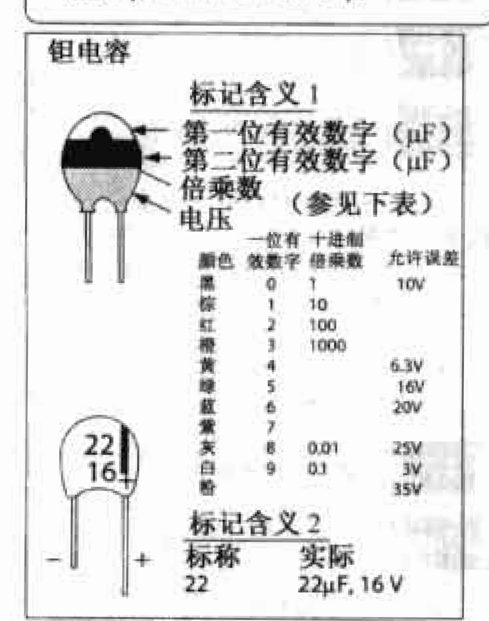
1 μF = 1 000 nF = 10 x 10⁵ pF

0.1 μF = 100 nF = 10 x 10⁴ pF

0.01 μF = 10 nF = 10 x 10³ pF

0.001 μF = 1 nF = 10 x 10² pF

钽电容



标记含义 1

第一位有效数字（μF）
第二位有效数字（μF）
倍乘数 （参见下表）
电压

颜色	一位有效数字	十进制倍乘数	允许误差
黑	0	1	10V
棕	1	10	
红	2	100	
橙	3	1000	
黄	4		6.3V
绿	5		16V
蓝	6		20V
紫	7		
灰	8	0.01	25V
白	9	0.1	3V
粉			35V

标记含义 2

标称	实际
22	22μF, 16 V

聚酯膜电容器
聚丙烯电容器
云母电容器



标记含义

标称	实际
.001K*	0.001μF, ± 10%
104K	0.1μF, ± 10%
.22J*	0.22μF, ± 5%
472K	0.0047μF, ± 10%
221J	220 pF, ± 5%
470J	47pF, ± 5%
102J	1000pF, ± 5%
103F	0.01μF, ± 1%
223F	0.022μF, ± 1%
104F	0.1μF, ± 1%

标记：
依次为第一位有效数字、第二位有效数字、倍乘数和允许误差，以 pF 为单位（当小数点位于数字前时单位为 μF）

金属聚酯膜电容器

2μ2
100V
电压范围

标记含义

标称	实际
2μ2	2.2μF
μ22	0.22μF
68n	68 nF
4n7	4.7 nF

标记：
单位为微法时用 μ 代替小数点
单位为纳法时用 n 代替小数点

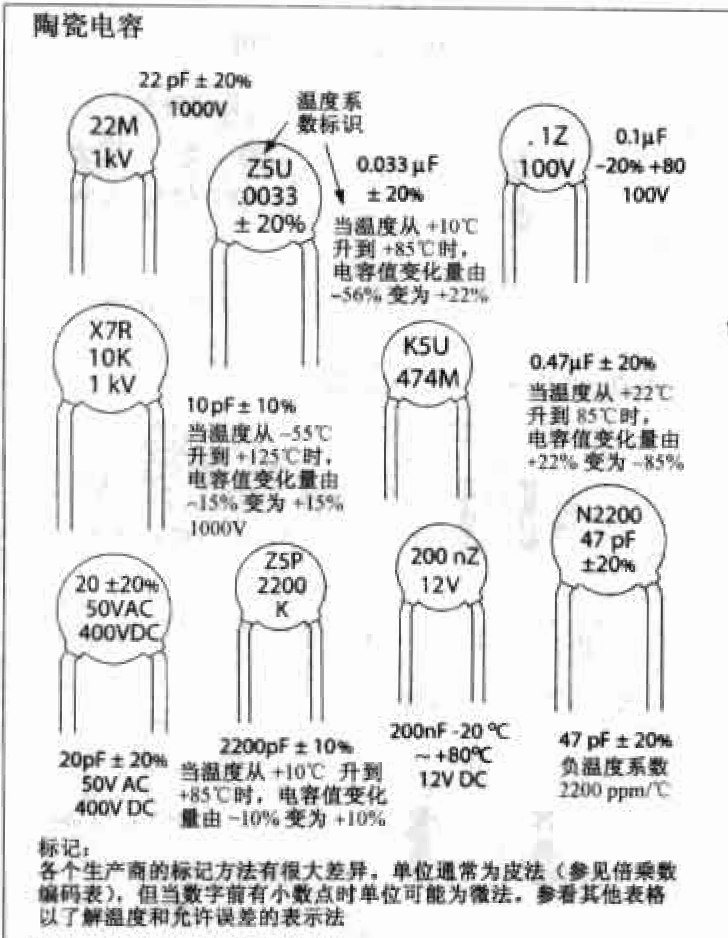
聚酯电容器颜色表示法

第一位数字 (pF)
第二位数字 (pF)
倍乘数和允许误差
电压

标准颜色编码

颜色	
黑	± 20%
白	± 10%
绿	± 5%
棕	100
红	250
黄	400

陶瓷电容



标记：
各个生产商的标记方法有很大差异，单位通常为皮法（参见倍乘数编码表），但当数字前有小数点时单位可能为微法，参看其他表格以了解温度和允许误差的表示法

倍乘数编码

数字符号	倍乘数 (pF)
0	无
1	10
2	100
3	1000
4	10000

EIA 电容容差编码

字母	≤10 pF	≥10 pF
B	± 0.1 pF	–
C	± 0.25 pF	–
D	± 0.5 pF	–
E	–	± 25%
F	± 1 pF	± 1%
G	–	± 2%
H	–	± 2.5%
J	–	± 5%
K	–	± 10%
M	–	± 20%
P	–	-0 + 100%
S	–	-20 + 50%
W	–	-0 + 200%
X	–	-20 + 40%
Z	–	-20 + 80%

圆片形陶瓷电容（欧洲表示法）

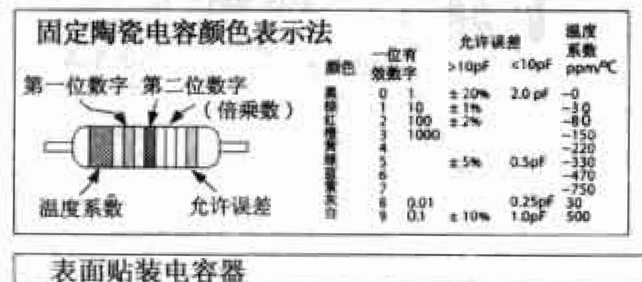
47p

标记含义

标称	实际	标称	实际
p68	0.68 pF	22p	22 pF
1p0	1.0 pF	n10	0.1 nF
4p7	4.7 pF	n27	0.27 nF

标记：
p = 皮法，n = 纳法 ;p 或 n 还表示其位置的小数点

固定陶瓷电容颜色表示法



颜色	一位有效数字		允许误差 >10pF	允许误差 <10pF	温度系数 ppm/℃
黑	0	1	± 20%	2.0 pF	-0
棕	1	10	± 1%		-30
红	2	100	± 2%		-80
橙	3	1000			-150
黄	4				-220
绿	5		± 5%	0.5pF	-330
蓝	6				-470
紫	7				-750
灰	8	0.01		0.25pF	30
白	9	0.1	± 10%	1.0pF	500

EIA 温度特性编码

最低温度		最高温度		温度范围内电容最大变化	
X	-55°C	2	+45°C	A	± 1.0%
Y	-35°C	4	+65°C	B	± 1.5%
Z	+10°C	5	+85°C	C	± 2.2%
		6	+105°C	D	± 3.3%
		7	+125°C	E	± 4.7%
				F	± 7.5%
				P	± 10%
				R	± 15%
				S	± 22%
				T	-33%, + 22%
				U	-56%, + 22%
				V	-82%, + 22%

表面贴装电容器

表面贴装陶瓷电容

A1

标记含义

标称	实际
N1	33 pF
A4	0.01 μF
S6	4.7 μF

有效数字编码

字符	第一、二位有效数字	字符	第一、二位有效数字
A	1.0	T	5.1
B	1.1	U	5.6
C	1.2	V	6.2
D	1.3	W	6.8
E	1.5	X	7.5
F	1.6	Y	8.2
G	1.8	Z	9.1
H	2.0	a	2.5
J	2.2	b	3.5
K	2.4	d	4.0
L	2.7	e	4.5
M	3.0	f	5.0
N	3.3	m	6.0
P	3.6	n	7.0
Q	3.9	t	8.0
R	4.3	y	9.0
S	4.7		

倍乘数编码

数字符号	十进制倍乘数 (pF)
0	1
1	10
2	100
3	1 000
4	10 000
5	100 000
6	1 000 000
7	10 000 000
8	100 000 000
9	0.1

表面贴装电解电容

10 6V

标记含义 1

标称	实际
10 6V	10 μF, 6V

A475

标记含义 2

标称	实际
A475	4.7 μF, 10V

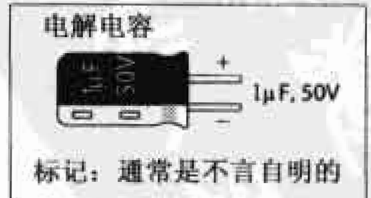
标记 2:
电压（参见下表）
第一位数字，
第二位数字，
倍乘数（pF）

字符	电压
e	2.5
G	4
J	6.3
A	10
C	16
D	20
E	25
V	35
H	50

EIA 温度系数颜色编码

颜色	温度系数 工业	温度系数 电子协会
黑	NP0	C0G
棕	N030/N033	S1G
红	N075/N080	U1G
橙	N 150	P2G
黄	N 220	R2G
绿	N 330	S2H
蓝	N 470	U2J
紫	N 750	
灰		
白	P 100	
红 / 紫	P 100	

电解电容



标记：通常是不言自明的

国外电子与通信教材系列 ①

中文书名	英文书名	作者	译审者	版别
信息论与编码理论（第二版）	The Theory of Information and Coding, 2E	Robert J. McEliece	项海格	中、英
电子学（第二版）	The Art of Electronics, 2E	Paul Horowitz	吴利民	中、英
电路（第八版）	Electric Circuits, 8E	James W. Nilsson	周玉坤	中
工程电路分析（第七版）	Engineering Circuit Analysis, 7E	William H. Hayt, Jr	周玲玲	中、英
射频电路设计：理论与应用	RF Circuit Design : Theory and Applications	Reinhold Ludwig	王子宇	中
数字电路简明教程	Digital Electronics: A Simplified Approach	Robert D. Thompson	马爱文	中
数字系统：原理与应用（第九版）	Digital Systems: Principles and Applications, 9E	Ronald J. Tocci	贺煜耀	中
数字设计（第三版）	Digital Design, 3E	M. Morris Mano	徐志军	中
高速数字设计	High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic	Howard Johnson	王 强	中
线性电路分析基础（第二版）	Elementary Linear Circuit Analysis, 2E	Leonard S. Bobrow		英
现代逻辑设计（第二版）	Contemporary Logic Design, 2E	Randy H. Katz		英
逻辑电路设计基础	Introduction to Logic Design	Alan B. Marcovitz	徐安士	中
数字集成电路设计	Digital Integrated Circuit Design	Ken Martin		英
信号与系统（第二版）	Signals and Systems, 2E	Alan V. Oppenheim		英
信号与系统（第二版）	Signals and Systems, 2E	Simon Haykin	林秩盛	中、英
信号与系统结构精析	Structure and Interpretation of Signals and Systems	Edward A. Lee	吴利民	中
信号与系统：连续与离散（第四版）	Signals and Systems: Continuous and Discrete, 4E	Rodger E. Ziemer	滕建辅	中
自适应滤波器原理（第四版）	Adaptive Filter Theory, 4E	Simon Haykin	郑宝玉	中
自适应滤波算法与实现（第二版）	Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation, 2E	Paulo S. R. Diniz	杨义先	中
统计与自适应信号处理	Statistical and Adaptive Signal Processing	Dimitris Manolakis	周 正	中
统计信号处理基础：估计与检测理论	Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory & Volume II: Detection Theory	Steven M. Kay	罗鹏飞	中
调制、检测与编码	Modulation, Detection and Coding	Tommy Öberg	项海格	中
信号完整性分析	Signal Integrity - Simplified	Eric Bogatin	李玉山	中、英
合成孔径雷达：系统与信号处理	Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing	John C. Curlander	文江平	中
合成孔径雷达图像处理	Traitemant des images de RSO	Henri Maitre	孙 洪	中
数字图像处理（MATLAB 版）	Digital Image Processing Using MATLAB	Rafael C. Gonzalez	阮秋琦	中、英
数字图像处理（第二版）	Digital Image Processing, 2E	Rafael C. Gonzalez	阮秋琦	中、英
数字信号处理基础	Fundamentals of Digital Signal Processing	Joyce Van de Vegte	侯正信	中、英
数字信号处理引论（第二版）	Signal Processing First, 2E	James H. McClellan	周利清	中
数字信号处理实践方法（第二版）	Digital Signal Processing: A Practical Approach, 2E	Emmanuel Ifeachor	罗鹏飞	中、英
数字信号处理：系统分析与设计	Digital Signal Processing: System Analysis and Design	Paulo S. R. Diniz	门爱东	中、英
数字信号处理：基于计算机的方法（第三版）	Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach, 2E	Sanjit K. Mitra	孙 洪	中、英
基于计算机的信号处理实践	Computer-Based Exercises for Signal Processing Using MATLAB Ver.5	James H. McClellan	杨忠根	中
离散时间语音信号处理：原理与应用	Discrete-Time Speech Signal Processing: Principles and Practice	Thomas F. Quatieri	匡镜明	中
信号处理滤波器设计：基于MATLAB和Mathematica的设计方法	Filter Design for Signal Processing Using MATLAB and Mathematica	Miroslav D. Lutovac	朱义胜	中、英
VHDL 数字系统设计（第二版）	Digital System Design with VHDL, 2E	Mark Zwolinsk	李仁发	中
小波与傅里叶分析基础	A First Course in Wavelets with Fourier Analysis	Albert Boggess	芮国胜	中、英
LabVIEW 6i 实用教程	LabVIEW 6i Student Edition	Robert H. Bishop	乔瑞萍	中
Verilog HDL高级数字设计	Advanced Digital Design with the Verilog HDL	Michael D. Ciletti	张雅绮	中
Verilog 数字设计与综合：Verilog HDL（IEEE1364-2001）语法详解（第二版）	Verilog HDL: A Guide to Digital Design and Synthesis, 2E	Samir Palnitkar	夏宇闻	中

国外电子与通信教材系列 ②

中文书名	英文书名	作者	译审者	版别
DSP 原理及其C 编程开发技术	DSP Applications Using C and the TMS320C6X DSK	Rulph Chassaing	韩月秋	中
数字通信：基础与应用（第二版）	Digital Communication：Fundamentals and Applications，2E	Bernard Sklar	沈连丰	中、英
通信系统（第四版）	Communication System, 4E	Simon Haykin	沈连丰	中、英
通信系统工程（第二版）	Communication Systems Engineering, 2E	John G. Proakis	沈连丰	中、英
电子通信系统（第四版）	Electronic Communications Systems Fundamentals Through Advanced, 4E	Wayne Tomasi	薛荣华	中、英
现代通信系统（MATLAB 版）（第二版）	Contemporary Communication Systems Using MATLAB and Simulink, 2E	John G. Proakis	刘树棠	中
数字与模拟通信系统（第六版）	Digital and Analog Communication Systems, 6E	Leon W. Couch, II	朱世华	中
无线通信与网络	Wireless Communications and Networking	John W. Mark	滕建辅	中
宽带无线数字通信	Wideband Wireless Digital Communications	Andreas F. Molisch	姚　彦	中、英
视频处理与通信	Video Processing and Communications	Yao Wang	侯正信	中
卫星通信（第二版）	Satellite Communications, 2E	Timothy Pratt	甘良才	中、英
光纤通信（第五版）	Fiber Optic Communications, Fifth Edition	Joseph C. Palais		英
光纤通信（第三版）	Optical Fiber Communications, 3E	Gerd Keiser	李玉权	中
无线通信与移动通信中信号处理研究的新进展	Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications, Volume 1: Trends in Channel；Volume 2: Trends in Single- and Multi-User Systems	Georgios Giannakis	彭启琮	中
高级电子通信系统（第六版）	Advanced Electronic Communications Systems, 6E	Wayne Tomasi	薛荣华	中
移动无线通信	Mobile Wireless Communications	Mischa Schwartz		英
无线通信系统：信号接收的高级技术	Wireless Communications system: Advanced Techniques for Signal Reception	Xiaodong Wang	郑宝玉	中
无线通信原理与应用（第二版）	Wireless Communications: Principles and Practice, 2E	Theodore Rappaport		英
半导体器件基础	Semiconductor device Fundamentals	Robert F. Pierret	黄　如	中
电子电路设计基础	Introduction to Electronic Circuit Design	Richard R. Spencer	张　为	中、英
半导体物理与器件（第三版）	Semiconductor Physics and Devices：Basic Principles, 3E	Donald A. Neamen	赵毅强	中
数字集成电路：电路、系统与设计(第二版)	Digital Integrated Circuits：A Design Perspective, 2E	Jan M. Rabaey	周润德	中
CMOS模拟集成电路设计（第二版）	CMOS Analog Circuit Design, 2E	Phillip E. Allen	王志功	中、英
CMOS 数字集成电路分析与设计(第三版)	CMOS Digital Integrated Circuits：Analysis and Design, 3E	Sung-Mo Kang	王志功	中
CMOS 射频集成电路设计	The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits	Thomas H. Lee	余志平	中、英
专用集成电路	Application-Specific Integrated Circuits	Michael J. S. Smith	章倩苓	中、英
微系统设计	Microsystem Design	Stephen D. Senturia	王晓红	中
先进半导体存储器：结构、设计与应用	Advanced Semiconductor Memories：Architectures, Designs, and Applications	Ashok K. Sharma	朱钧林	中
低压低功耗CMOS/BiCMOS超大规模集成电路	CMOS/BiCMOS ULSI Low Voltage, Low Power	Kiat-Seng Yeo	周元兴	中
片上系统：可重用设计方法学（第三版）	Reuse Methodology Manual for System-on-a-Chip Designs, 3E	Michael Keating	沈绪榜	中
半导体制造技术	Semiconductor Manufacturing Technology	Michael Quirk	海潮和	中、英
芯片制造（第四版）	Microchip Fabrication: A Practical Guide to Semiconductor Processing, 4E	Peter Van Zant	赵树武	中
电路设计基础	Fundamental of Electronic Circuit Design	David Comer	王华奎	中
超大规模集成电路测试：数字、存储器和混合信号系统	Essentials of Electronic Testing for Digital, Memory & Mixed-Signal VLSI Circuits	Michael L. Bushnell	蒋安平	中
微电子电路（第四版）	Microelectronic Circuits, 4E	Adel S. Sedra		英
天线（第三版）（上册）（下册）	Antennas: For All Applications, 3E	John Daniel Kraus	章文勋	中